

DIPLOMARBEIT

Diodenbasierte Prozessüberwachung eines Remote-Schneidprozesses basierend auf einer Polarisationsmessung

Entwicklung der Sensorik und geeigneter Auswertelgorithmen

ausgeführt zum Zweck der Erlangung des akademischen Grades eines Diplom-Ingenieurs
unter der Leitung von

a.o. Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.tech Gerhard Liedl

und

Dipl.-Ing. Dr.tech Thomas Grünberger

Ausgeführt am

Institut für Fertigungstechnik und Hochleistungslasertechnik

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik

von

Thomas Pauger

geboren am 21.03.1987

Matrikelnummer 0726910

Anton Baumgartnerstrasse 44/B4/016 1230 Wien

Wien, Dezember 2013

Thomas Pauger

Ich widme diese Arbeit meinen Eltern Walter und Ulrike Pauger und bedanke mich für die Ermöglichung meines Studiums sowie für ihre Geduld und Unterstützung. Ganz besonders bedanke ich mich bei meiner Mutter für das mehrfache Korrekturlesen dieser Arbeit.

Prof. Gerhard Liedl danke ich für die Übernahme der Betreuung meiner Arbeit und für die Begleitung der durchgeführten Versuchsmessungen. Weiters bedanke ich mich auch bei Dr. Thomas Grünberger für die gute fachliche Betreuung und für die Zuverfügungstellung des Diplomarbeits-themas.

Außerdem möchte ich mich bei allen Mitarbeitern der Firma plasmo Industrietechnik bedanken die mich nicht nur fachlich sondern auch moralisch bei der Arbeit und während des Studiums unterstützt haben.

Zuletzt bedanke ich mich bei allen Freunden und Kollegen, die mich durch diese Zeit begleitet haben. Ohne deren fachliche und freundschaftliche Unterstützung wäre diese Arbeit auch nicht zu Stande gekommen.

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung eines Komplettsystems zur Beobachtung und Analyse eines Remote-Laserschneidprozesses. Das zugrunde liegende Messprinzip basiert auf einer Polarisationsmessung und ist Gegenstand eines Forschungsprojektes der Technischen Universität Wien in Kooperation mit der Firma plasmO Industrietechnik.

Laser Remote-Bearbeitungsprozesse sind im Bereich von Schweißanwendungen ein durchaus gängiges Verfahren, Remote-Schneiden ist hingegen eine vergleichsweise junge Technologie und erst dabei, sich zu etablieren. Sind für Remote-Schweißanwendungen bereits Komplettlösungen für die Qualitätsüberwachung vorhanden, so gibt es für Remote-Schneidprozesse keine vergleichbaren Verfahren und Lösungen.

Mit eben solch einem Verfahren beschäftigt sich das Forschungsprojekt „POLREM“. Dabei soll die thermische Emission aus dem Schnittspalt erfasst und getrennt nach ihren Polarisationsanteilen gemessen werden. Daraus lässt sich auf den Abstrahlungswinkel und somit auf die Neigung der Schnittfront rückrechnen, wodurch wiederum Rückschlüsse auf die Qualität des Schnittergebnisses gezogen werden sollen.

Die konkrete Aufgabenstellung beinhaltet sowohl die Entwicklung einer geeigneten Sensorik und Messwerterfassung zur Gewinnung von Messdaten, als auch die Bereitstellung einer „Toolbox“ zu deren Betrachtung und Analyse. Das System soll außerdem im industriellen Umfeld betrieben werden können und somit entsprechend robust sein.

Der Aufbau des Messsystems ist modular gestaltet und besteht aus Sensorik, Messelektronik, Messwerterfassung und Auswertung. Für jede diese Einheit werden verschiedene Realisierungsmöglichkeiten aufgezeigt und die jeweils gewählte Lösung genauer beschrieben. Eine durchgeführte Testmessung inklusive Signalanalyse zeigt die Einsatzfähigkeit und Praxistauglichkeit des Systems.

Abstract

The aim of this thesis is the development of a complete system for monitoring and analyzing a remote laser cutting process. The underlying principle is based on a polarization measurement and is the subject of a research project carried out by the „Technical University of Vienna“, in cooperation with the company „plasmo Industrietechnik“.

Laser remote processing is a very commonly applied technology in the field of welding applications but rather new when it comes to remote cutting. While for remote welding applications there is available a plenty of readymade solutions for quality observation, no such system exists for observing remote cutting processes.

The development of such a system is part of the research project „POLREM“. The concept is based on measuring the thermal emission of the frontline during cutting and evaluating it separately according to its two polarization components. This allows to calculate the angle of the frontline and so to predict the quality of the cut.

The aim of this thesis includes the development of a suitable sensor and data acquisition system for obtaining measurement data of the observed process, as well as the development of a software for data visualization and analysis. A very important aspect in this context is the robustness of the system for reliable operation in industrial environments.

The system is modular constructed, consisting of sensors together with the necessary electronic circuit, a module for data acquisition as well as of a toolbox, thus enabling the viewing and analyzing of the gathered measurement data. For each of these moduls, different ways of realization are shown, and the implementation is discussed in detail.

To demonstrate the applicability and proper functioning of the system, finally the results of a test measurement including the signal analysis of a laser cutting process are presented.

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	vii
1 Einleitung	1
1.1 Hintergrund	2
1.2 Messprinzip	3
1.3 Aufgabe	6
1.4 Überblick	7
2 Grundlagen	9
2.1 Optoelektronische Sensoren	9
2.1.1 Überblick und Funktionsprinzip	9
2.1.2 Photowiderstand	10
2.1.3 Phototransistor	11
2.1.4 Photodiode	12
2.2 Verstärkerschaltungen	13
2.2.1 Verstärkerschaltungen mit OPV's	14
2.2.2 OPV's als Transimpedanzverstärker	16
2.3 Digitalisierung	21
2.3.1 Abtastung	22
2.3.2 Analog-Digital-Umsetzung	23
2.3.3 Eigenschaften von ADC's	25
2.4 Digitale Signalverarbeitung und Analyse	25
2.4.1 Abgetastete Signale im Frequenzbereich	25
2.4.2 Digitale Filterung	28
3 Konzeption des Messsystems	30
3.1 Messkette	30
3.2 Ermittlung der Anforderungen	31
3.3 Systemkonzept	33
4 Messverstärker	35
4.1 Anforderungen an den Messverstärker	35
4.1.1 Anforderungen an die Elektronik	36
4.1.2 Mechanische und elektromechanische Anforderungen	36

4.2	Konzeption des Messverstärkers	37
4.2.1	Auswahl der Sensoren	38
4.2.2	Mechanik	39
4.2.3	Elektronik	40
4.3	Schaltungsentwurf	41
4.3.1	Realisierung der einzelnen Komponenten	42
4.3.2	Schaltplan	44
4.4	Dimensionierung und Bauteilauswahl	44
4.4.1	TIA	44
4.4.2	Nachverstärker	50
4.4.3	Versorgung	54
4.5	Aufbau	56
4.5.1	PCB Entwurf	57
4.5.2	Schirmkonzept und EMV	59
4.5.3	Mechanische Integration und Aufbau	60
5	Messwerterfassung	62
5.1	Anforderungen	62
5.2	Praktische Umsetzung	64
5.3	Gewählte Lösung CompactDAQ System	65
5.4	Software zur Messwerterfassung	66
6	Analysesoftware	68
6.1	Zielsetzung	68
6.2	Konzeptionierung	69
6.3	Toolbox und Algorithmen	69
6.3.1	Grundfunktionalität	69
6.3.2	Signaldynamik	70
6.3.3	Frequenzanalyse	71
6.3.4	Statistik	74
7	Messversuche	76
7.1	Versuchsordnung	76
7.2	Signalanalyse	77
7.3	Ergebnis	80
8	Abschlussbetrachtung	82
	Abbildungsverzeichnis	84
	Tabellenverzeichnis	86
	Literaturverzeichnis	87

Kapitel 1

Einleitung

Zähle das Zählbare, messe das Messbare und mache das Unmessbare messbar! (Galileo Galilei) [9]

Die Qualitätskontrolle ist seit jeher ein wichtiger Bestandteil eines jeden Produktionsprozesses. Mit der wachsenden Prozessautomatisierung entsteht das Bedürfnis die Qualitätsprüfung ebenso in hohem Maße zu automatisieren.

Eine Möglichkeit der Qualitätsüberwachung bietet die „Online Prozessüberwachung“ bei welcher der laufende Prozess sensorisch erfasst und beurteilt wird - mit dem Ziel, dadurch auf die Qualität des Ergebnisses schließen zu können. Um diesen Rückschluss treffen zu können, ist es allerdings wichtig, den Prozess und dessen Eigenschaften genau zu verstehen.

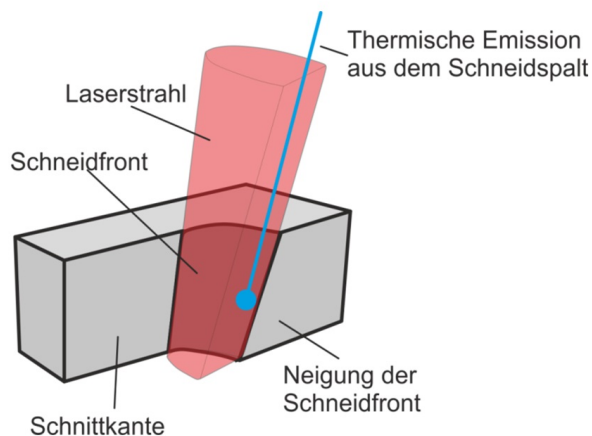


Abbildung 1.1: Neigungswinkel der Schnittfront

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Erfassung eines Remote-Schneideprozesses unter Verwendung eines auf Polarisationsmessung basierenden Verfahrens mit dem Ziel, die Eigenschaften eben dieses Schneideprozesses besser zu verstehen. Weiters soll die Untersuchung des Zusammenhanges zwischen den erfassten Prozessdaten und der Qualität des Schnittes ermöglicht werden.

Außerdem versteht sich diese Arbeit als Teil des Forschungsprojektes POLREM (**POL**arisation angle based quality inspection of **REM**ote laser cutting) - ein kooperationsprojekt der Technischen Universität Wien mit der Firma plasmio Industrietechnik [19], das sich mit der Überwachung und Regelung von Remote-Laserschneideprozessen mit erwähntem Verfahren beschäftigt. Endziel ist dabei nicht nur die Schnittqualität zu überwachen, sondern über eine Regelung auch positiv beeinflussen zu können.

1.1 Hintergrund

Laserstrahlschneiden ist eine ausgereifte und in weiten Gebieten eingesetzte Technologie. Einer der Hauptanwendungsbereiche ist dabei die blechverarbeitende Industrie, die aufgrund von Flexibilität, Geschwindigkeit und Qualität vorwiegend auf Lasertechnik setzt.

Strahlquellen mit hoher Leistung und Strahlqualität machen nun auch Remote-Bearbeitungsprozesse möglich, wobei sich deren Einsatzbereich zurzeit stark auf Schweißprozesse konzentriert. Die Verwendung solcher Remote-Prozesse wird aber auch zunehmend für das Laser-Schneiden attraktiv.

Bei der Remote-Bearbeitung wird der Laserstrahl - unter Verwendung eines Scanner-Systems - durch bewegliche Spiegel abgelenkt und so über das Werkstück geführt. Das ermöglicht wiederum das Erreichen sehr hoher Bearbeitungsgeschwindigkeiten, bedingt durch die geringe Masse der Spiegel. Diese können, verglichen mit klassischen Schneid- und Schweißköpfen, wesentlich schneller beschleunigt werden.

Neben den sehr hohen Prozessgeschwindigkeiten bringt Remote-Schneiden den Vorteil mit sich, dass die thermische Belastung des Werkstückes wesentlich reduziert werden kann - ermöglicht durch den Einsatz unterschiedlicher Schneidestrategien.

Im Wesentlichen kann dabei zwischen Remote-Abtrag-Schneiden (RAC - **R**emote **A**blation **C**utting) und Remote-Dampfdruck-Schneiden (RFC - **R**emote **F**usion **C**utting) unterschieden werden. Geschwindigkeit, erzielbare Spaltbreite und Schnittqualität hängen dabei wesentlich vom gewählten Verfahren ab.

Beim Remote-Abtragsschneiden wird mit Schneidgeschwindigkeiten von einigen 100 m/min gearbeitet. Die Schneidtiefe beträgt dabei nur etwa 10 μm , sodass für tiefere Schnitte mehrere Überfahrten notwendig sind.

Dampfdruckschneiden ermöglicht das Erreichen von größeren Schnitttiefen, was das Schneiden von dickeren Blechen erlaubt. Typische Schnittgeschwindigkeiten bewegen sich hier im Bereich von 10 m/min. Die erzielbare Schnittspaltbreite beträgt dabei etwa das zwei- bis dreifache des Fokusbereichs [13].

Im industriellen Bereich ist die Überwachung und Dokumentation von Qualität oftmals zwingend erforderlich oder zumindest erwünscht. Für klassische Schweißanwendungen gibt es dafür bereits ausgereifte Lösungen und Verfahren, die eine gesamtheitliche Prozessüberwachung ermöglichen.

Auf dem relativ jungen Gebiet des Remote-Schneidens sind allerdings keine vergleichbaren Systeme erhältlich. Vor allem die hohen Prozessgeschwindigkeiten, die bei Remote-Schneidverfahren zum Einsatz kommen, stellen hohe Anforderungen an die Sensorik bzw. die anschließende Echtzeitauswertung.

Eine Möglichkeit Rückschlüsse auf die Schnittqualität zu ziehen bietet die Betrachtung der Schnittfront bzw. deren Neigung während des Prozesses. Die Hypothese dabei ist, dass sich der Schnittpalt verändert, sobald die Neigung ein bestimmtes, blechdickenabhängiges Maß unterschreitet.

Versuche dieser Art wurden bereits von Weberpals et al. [12] durchgeführt, indem die von der Schnittfront emittierte Strahlung mit Hilfe eines Kamerasystems erfasst wurde. POL-REM basiert auf dem selben Messprinzip, unterscheidet sich aber in Sensorik und Aufbau (siehe Abschnitt 1.2).

1.2 Messprinzip

Jeder Körper mit einer Temperatur größer 0 Kelvin emittiert elektromagnetische Strahlung [7]. Diese hängt - entsprechend dem Plank'schen Strahlungsgesetz von Temperatur und Wellenlänge ab. Die spezifische Ausstrahlung berechnet sich zu

$$I_{\lambda,T} = \frac{c_1 \lambda^{-5}}{e^{\frac{c_2}{\lambda T}} - 1} \quad (1.1)$$

mit den Strahlungskonstanten c_1 und c_2 . Das Maximum der spektralen Strahlungsdichte verschiebt sich dabei laut Wien'schem Verschiebungsgesetz [7] mit steigender Temperatur zu höheren Wellenlängen.

Bei der bei POLREM vorgesehenen Messung wird die thermische Emission aus der Schnittfuge erfasst. Dabei geht es allerdings nicht um absolute Werte der Strahlungsdichte, sondern um das Verhältnis der Polarisationsanteile.

Nach den Fresnel'schen Gleichungen besteht ein Zusammenhang zwischen Abstrahlungswinkel und der Polarisation - diese folgen wiederum direkt aus der Stetigkeit der Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke [6]. Zunächst können über

$$r_s = \frac{n_1 \cos \alpha - n_2 \cos \beta}{n_1 \cos \alpha + n_2 \cos \beta} \quad r_p = \frac{n_2 \cos \beta - n_2 \cos \beta}{n_1 \cos \alpha + n_2 \cos \alpha} \quad (1.2)$$

die Reflexionsfaktoren r_s und r_p für den senkrecht bzw. waagrecht zur Einfallsebene polarisierten Anteil angegeben werden. Dabei bezeichnen α und β den Einfallswinkel bzw. Brechungswinkel.

Kennt man also das Verhältnis von p und s Anteil, kann die Neigung der Schnittfont errechnet werden (siehe Abbildung 1.1).

Das Kirchhoff'sche Gesetz besagt, dass der Emissionskoeffizient gleich dem Absorptionskoeffizienten ist ($\epsilon = A$) [7]. Der Energieerhaltungssatz besagt, dass die Summe von Transmissionsgrad T , Absorptionsgrad A und Reflexionsgrad R

$$T + A + R = 1 \quad (1.3)$$

ergibt. Einfallende Strahlung wird also mit den Koeffizienten T , A und R transmittiert, absorbiert bzw. reflektiert. Wird für Metalle $T = 0$ angenommen, so errechnet sich der Emissionskoeffizient ϵ für die einzelnen Polarisationsanteile zu:

$$\epsilon_s = 1 - R_s \quad \epsilon_p = 1 - R_p \quad (1.4)$$

Dabei sind R_s und R_p die Reflexionskoeffizienten für die vertikal bzw. horizontal polarisierten Komponenten, die wiederum über $R = |r|^2$ unmittelbar aus den Fresnel'schen Gleichungen folgen [6].

Zusammen mit dem Brechungsgesetz ($n_1 \sin \alpha = n_2 \cos \beta$) und durch Einsetzen in Gleichung 1.4, kann nun ein Zusammenhang zwischen Abstrahlungswinkel und Emissionskoeffizienten für den jeweiligen Polarisationsanteil abgeleitet werden, diese berechnen sich zu

$$\epsilon_s = 1 - \left| \frac{n_2 \sqrt{1 - \frac{n_2^2 \sin(\beta)^2}{n_1^2}} - n_1 \cos(\beta)}{n_1 \cos(\beta) + n_2 \sqrt{1 - \frac{n_2^2 \sin(\beta)^2}{n_1^2}}} \right|^2 \quad \text{und} \quad (1.5)$$

$$\epsilon_p = 1 - \left| \frac{n_2 \sqrt{1 - \frac{n_2^2 \sin(\beta)^2}{n_1^2}} - n_1 \cos(\beta)}{n_1 \cos(\beta) + n_2 \sqrt{1 - \frac{n_2^2 \sin(\beta)^2}{n_1^2}}} \right|^2. \quad (1.6)$$

Dabei bezeichnen n_1 und n_2 die Brechungsindizes des zu schneidenden Materials bzw. der umgebenden Luft, zu beachten ist allerdings, dass der Brechungsindex von der betrachteten Wellenlänge λ abhängig ist ($n = n(\lambda)$) [27]. Außerdem müssen die Gleichungen 1.5 und 1.6 noch mit dem für das jeweilige Material spezifischen Emissionskoeffizienten multipliziert werden. Dieser gibt an, wie viel Strahlung im Vergleich zu einem idealen schwarzen Körper abgegeben wird und ist unter anderem abhängig von Temperatur und Wellenlänge.

Um möglichst unabhängig von der absoluten Temperatur bzw. Wellenlänge Werte für den Emissionswinkel zu erhalten, ist es günstig, anstatt s- und p Anteil getrennt zu betrachten, diese ins Verhältnis zu setzen.

Abbildung 1.2 zeigt links die Gleichungen (1.5) bzw. (1.6) und rechts das Verhältnis ϵ_p/ϵ_s für jeweils zwei unterschiedliche Temperaturen (300 K bzw. 1800 K). Es zeigt sich, dass das Verhältnis ϵ_p/ϵ_s weitgehend temperaturunabhängig ist [12].

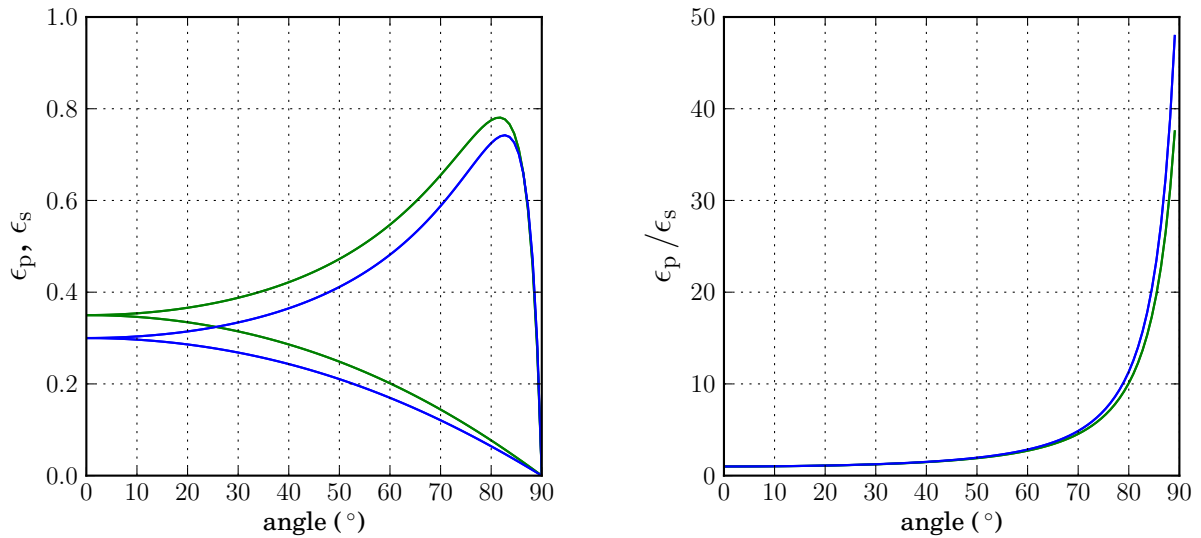


Abbildung 1.2: Emissionskoeffizienten von Stahl für s- und p-polarisierte Strahlung für unterschiedliche Wellenlängen (a) und deren Quotient (b)

Zur messtechnischen Erfassung wird der in Abbildung 1.3 gezeigte Aufbau verwendet. Die zu messende thermische Abstrahlung wird dabei über einen halbdurchlässigen Spiegel ausgekoppelt und ein Filter sorgt dafür, dass lediglich der relevante Längenwellenbereich erfasst wird. Dieser umfasst sowohl den Bereich des sichtbaren Lichtes (380 - 780 nm) als auch Teile des nahen infraroten Spektrums (780 - 1400 nm). Anschließend erfolgt die Aufteilung in die zwei Polarisationsanteile mittels Polarisator. Beide Anteile werden dann - jeweils getrennt - über eine passende Fokussierlinse auf einen Sensor gelenkt, der die Strahlung in ein elektrisches Signal umsetzt.

Das Hauptaugenmerk liegt hier bei der Sensorik und Auswertung auf der vergleichsweise hohen Geschwindigkeit des Remote-Schneideprozesses.

Bei den Versuchen von Weberpals et al. [12] wurde ein Kamera-basiertes System mit einer Auflösung von 320×256 Pixel verwendet, was leistungsstarke Hardware zur Echtzeitauswertung der großen Datenmenge erfordert. Außerdem ist nur eine relativ geringe zeitliche und somit auch räumliche Auflösung möglich - bei den angesprochenen Versuchen wurden Daten mit nur 100 Hz aufgezeichnet.

Das bei POLREM eingesetzte Messkonzept verzichtet auf einen Flächensensor und beschränkt sich auf die Verwendung eines Einpunktsensors. Das ermöglicht eine drastische Erhöhung der Abtastrate. Die räumliche Auflösung des Systems in Messpunkten pro mm errechnet sich für eine bestimmte Schnittgeschwindigkeit in m/min zu

$$\frac{\text{Samplingrate} \cdot 60}{\text{Schnittgeschwindigkeit} \cdot 1000} \quad (1.7)$$

In Tabelle 1.1 findet sich eine Aufstellung der Auflösung für unterschiedliche Abtastraten und

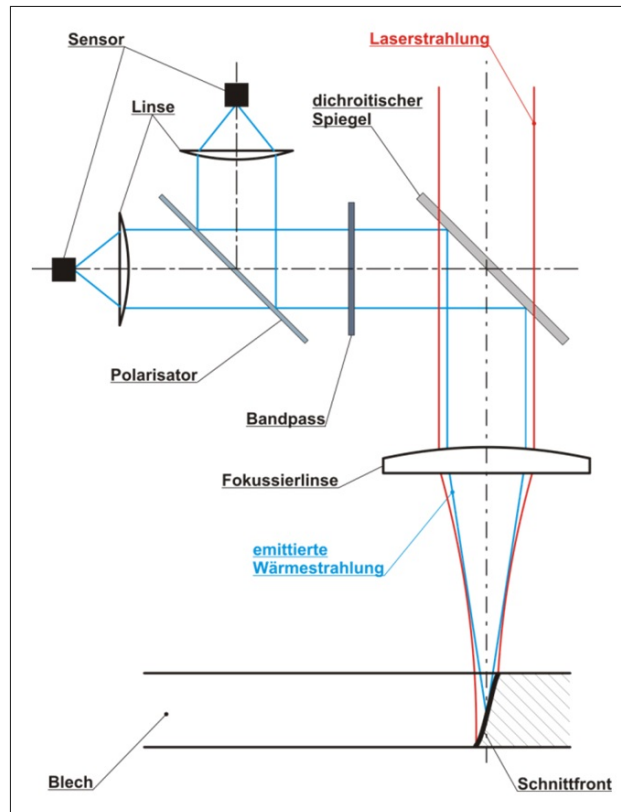


Abbildung 1.3: Schematische Darstellung der Detektion der thermischen Emission aus dem Schnittspalt

Abtastrate	Prozess- geschwindigkeit	Messpunkte pro mm
100 samples/s	100 m/min	0,06
10 ksamples/s	100 m/min	6
100 ksamples/s	100 m/min	60

Tabelle 1.1: Auflösung für unterschiedliche Abtastraten

Schnittgeschwindigkeiten. Bei einem 100 Hz System und einer Prozessgeschwindigkeit von 100 m/min kommt damit auf ca. 1,6 cm lediglich ein Messpunkt! Wird die Abtastrate um den Faktor 100 auf 10 kHz erhöht, erreicht man bereits eine Auflösung von 6 Messpunkten pro mm und 60 Messpunkte bei einer Abtastrate von 100 kHz.

1.3 Aufgabe

Gegenstand dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Komplettsystems zur messtechnischen Erfassung von Remote-Schneidprozessen nach dem vorgestellten Prinzip. Außerdem soll

eine „Toolbox“ erstellt werden, die das Betrachten der Messdaten aus unterschiedlichen „Perspektiven“ erlaubt. Die Aufgabe kann in drei Untergebiete aufgliedert werden.

Zunächst muss eine Lösung zur Umsetzung der Prozesssignale auf elektrische Signale geschaffen werden. Das umfasst die Auswahl eines passenden Sensors, der imstande ist, die zu erwartende Helligkeitsdynamik und Frequenz der optischen Signale zu erfassen. Wie eingangs beschrieben, ist aufgrund der relativ hohen Prozessgeschwindigkeit dafür ein Einpunktsensor vorgesehen.

Im Anschluss folgt die zu entwickelnde Messelektronik, die die vom Sensor gelieferten Signale entsprechend aufbereitet. Dieser Messverstärker liefert analoge Ausgangssignale, die anschließend weiterverarbeitet werden müssen.

Der zweite Teil der Arbeit besteht in der Schaffung einer Lösung zur digitalen Messwerterfassung. Dafür müssen die vom Messverstärker kommenden Signale zunächst digitalisiert werden. Danach werden die nun digitalen Messdaten auf einem PC abgelegt, um später analysiert und verarbeitet werden zu können.

Die „Toolbox“ soll eine erste Analyse der Messdaten erlauben und Grundfunktionalitäten zur Betrachtung der erfassten Messsignale im Zeit- und Frequenzbereich sowie aus statistischer Sicht bereitstellen.

Damit wird der Grundstein zur Beobachtung und damit zum besseren Verständnis des Prozesses gelegt. Mechanische und optische Integration des Systems bzw. der Sensoren sind hingegen nicht Gegenstand dieser Arbeit.

Kein unmittelbares Ziel der vorliegenden Arbeit - aber Endziel von POLREM - ist die Korrelation der Schnittqualität mit der gemessenen Neigung der Schnittfront. Das würde eine Basis zur Regelung der Schnittfront während des Prozesses bilden, um nicht nur Schnitte auf Qualität prüfen zu können, sondern auch durch aktives Eingreifen eine bessere Schnittqualität zu erzielen.

1.4 Überblick

Dieser Abschnitt bietet einen Überblick über die folgenden Kapitel:

Kapitel 2 - Grundlagen In diesem Kapitel werden die Grundlagen für die Konstruktion und Dimensionierung des Messsystems erörtert.

Dabei wird neben den Grundprinzipien des Transimpedanz-Verstärkers auch auf unterschiedliche Photosensoren und Grundlagen der digitalen Messwerterfassung eingegangen.

Kapitel 3 - Konzeption des Messsystems Dieses Kapitel befasst sich mit der grundsätzlichen Konzipierung des Messsystems und bietet einen Überblick über dessen Aufbau. Außerdem wird kurz auf die einzelnen Glieder der Messkette eingegangen, welche in den folgenden Kapiteln näher erläutert werden.

Kapitel 4 - Messverstärker Hier wird die Konstruktion des Messverstärkers beschrieben. Zunächst wird das grundsätzliche Konzept und die mechanische Integration erörtert und anschließend auf den Entwurf der Elektronik näher eingegangen. Eine Übersicht über praktische Umsetzung und Aufbau rundet dieses Kapitel ab.

Kapitel 5 - Messwerterfassung In diesem Kapitel wird das Messwerterfassungssystem beschrieben. Zunächst wird auf dessen Anforderungen näher eingegangen und im Anschluss daran das verwendete System genauer beschrieben. Außerdem werden Datei-Format und Messwerterfassungssoftware kurz erläutert.

Kapitel 6 - Ansätze für die Auswertung Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den Möglichkeiten zur Analyse der erfassten Signale. Zunächst werden die grundsätzlichen Möglichkeiten und Ansätze zur Entwicklung einer „Toolbox“ erörtert. Danach wird auf die konkreten Algorithmen genauer eingegangen, die eine erste Analyse der Messdaten erlaubt.

Kapitel 7 - Messversuch und Ergebnis Den Abschluss bildet ein Kapitel, das den Einsatz des Systems unter realen Bedingungen beschreibt. Zunächst wird die konkrete Messanordnung und der Ablauf der Versuche beschrieben, im Anschluss werden die erfassten Daten mit der entwickelten „Toolbox“ analysiert. Damit kann eine Aussage über die Praxistauglichkeit des Systems getroffen werden.

Kapitel 2

Grundlagen

Dieses Kapitel bietet eine Zusammenstellung der Grundlagen, auf denen diese Arbeit aufbaut.

Zunächst wird auf verschiedene Arten von elektrooptischen Sensoren eingegangen. Dabei liegt der Fokus auf deren elektrischen und optischen Eigenschaften, nicht aber auf der detaillierten Erörterung ihres Funktionsprinzips aus physikalischer Sicht - hierfür wird auf entsprechende Literatur verwiesen.

Anschließend werden grundlegende Eigenschaften von Verstärkern im Allgemeinen, sowie von Transimpedanzverstärkern im Speziellen erörtert, gefolgt von einem Abschnitt, welcher die Grundsätze der digitalen Messwerterfassung beleuchtet.

Der letzte Teil beschäftigt sich mit den Hintergründen von Frequenzanalyse und Filterung digitaler Messsignale.

2.1 Optoelektronische Sensoren

Um die bei Schneidprozessen entstehenden optischen in weiterverarbeitbare elektrische Signale umformen zu können, steht am Beginn der „Messkette“ ein optoelektronischer Sensor. Dieser hat die Aufgabe, optische Strahlung eines gewissen Längenwellenbereiches in elektrisch messbare Größen umzuformen.

Elektronische Bauelemente, die dies bewerkstelligen können, werden als „Optoelektronische Bauelemente“ bezeichnet, deren Aufbau und Eigenschaften in diesem Abschnitt näher beschrieben werden sollen.

2.1.1 Überblick und Funktionsprinzip

Optoelektronische Bauelemente basieren auf Halbleiterwerkstoffen und werden auch als Photohalbleiter bezeichnet. Sie existieren in unterschiedlichen Formen - die gebräuchlichsten sind dabei [3, p. 283]:

- Photowiderstände
- Photodioden
- Phototransistoren

Nicht alle diese Bauelemente eignen sich zur messtechnischen Erfassung von optischer Strahlung, wie sie bei industriellen Laser-Schneideprozessen entsteht. Im Folgenden sollen die einzelnen Sensoren kurz beschrieben und in Bezug auf ihre optischen und elektrischen Eigenschaften verglichen werden.

Das physikalische Grundprinzip ist allerdings bei jedem dieser Photohalbleiter dasselbe - der „innere photoelektrische Effekt“ [3].

Jeder Halbleiterwerkstoff hat eine bestimmte Eigenleitfähigkeit (die Leitfähigkeit des nicht dotierten Werkstoffes). Durch Energiezufuhr von außen werden zusätzliche Elektronen aus dem Kristallgitter freigesetzt, welche in der Folge für die Bildung eines elektrischen Stromes zur Verfügung stehen. Damit erhöht sich die Leitfähigkeit des betroffenen Halbleiters [3].

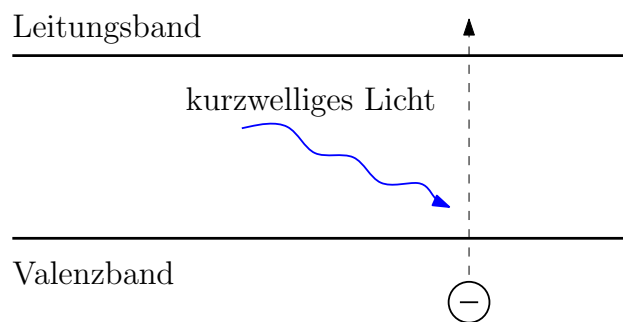


Abbildung 2.1: innerer photoelektrischer Effekt

Diese Energiezufuhr kann beispielsweise thermisch (also durch Erwärmung) erfolgen, aber auch durch optische Strahlung. Die Photonen der einfallenden Strahlung sind beim Auftreffen auf den Halbleiter imstande, Elektronen vom Valenzband ins Leitungsband zu heben [6]. (siehe Abbildung 2.1).

Die Konsequenz des „inneren photoelektrischen Effektes“ ist also die Erhöhung der Eigenleitfähigkeit von Halbleitern bei Lichteinstrahlung. Dies wird bei der Konstruktion von Photosensoren ausgenutzt [3], [6].

2.1.2 Photowiderstand

Bei der Konstruktion von Photowiderständen wird der „innere photoelektrische Effekt“ direkt ausgenutzt.

Dabei wird ein photoempfindliches Material auf einen Träger (meist Keramik) aufgebracht. Bei Lichteinstrahlung werden nun Ladungsträger freigesetzt, wodurch der Gesamtwiderstand abnimmt.

Parameter	Beschreibung	Wert (VT935G)
Dunkelwiderstand	Widerstandswert im unbeleuchteten Zustand	1 M Ω
Hellwiderstand	Widerstandswert bei Lichteinfall	40,5 k Ω bei 10 lux
Ansprechzeit	Rise- und Falltime bei Intensitätsänderung	35 ms bzw. 5 ms

Tabelle 2.1: Kenngrößen von Photowiderständen

Der Wellenlängenbereich, in dem der Photowiderstand empfindlich ist, hängt vom aufgetragenen Halbleitermaterial ab.

Photowiderstände sind für verschiedene spektrale Bereiche des sichtbaren aber auch infraroten Lichtes erhältlich. Zusätzlich hängt der absolute Widerstandswert von der Temperatur ab, was wiederum über einen entsprechenden Temperaturkoeffizienten berücksichtigt werden muss.

Eine weitere, wichtige Eigenschaft ist das Verhalten bei Intensitätsänderung der Strahlung. Der Widerstandswert folgt prinzipiell den Änderungen des einfallenden Lichtes, weist allerdings eine relativ hohe Trägheit im Millisekundenbereich auf. In Tabelle 2.1 finden sich typische Kennwerte - als Beispiel wurde hier der VT935G von „EXCELITAS TECH“ herangezogen.

Der Anwendungsbereich von Photowiderständen liegt also in Bereichen, wo die Ansprechgeschwindigkeit eine untergeordnete Rolle spielt. Als Beispiele wären Bewegungsmelder oder Lichtschranken zu nennen, zur Erfassung von sich schnell ändernden optischen Signalen sind diese Art von Photosensoren allerdings ungeeignet [3].

2.1.3 Phototransistor

Bei Phototransistoren handelt es sich um Silizium-Transistoren, bei denen Licht auf die Basis-Kollektor-Sperrschicht fallen kann. Der Parameter des Ausgangskennlinienfeldes des Transistors ist also anstelle des Basisstromes die Intensität des einfallenden Lichtes.

Durch den Aufbau als Transistor wird der Photoeffekt verstärkt, was wiederum das Erreichen hoher Lichtempfindlichkeiten bzw. entsprechend kompakter Bauweisen erlaubt.

Als typischer Vertreter werden in Tabelle 2.2 die Kennwerte des Phototransistors „BPV11“ von „VISHAY“ gezeigt.

Die Ansprechzeiten sind deutlich kürzer als die von Photowiderständen, was auch die Erfassung von schnellen Intensitätsänderungen der einfallenden Strahlung erlaubt. Im Gegensatz zu Photodioden weisen diese allerdings ein stark nichtlineares Verhalten auf, wodurch sie sich für den Einsatz als Sensor nur bedingt eignen. Ein typischer Anwendungsbereich sind Optokoppler [3].

Parameter	Beschreibung	Wert (BPV11)
Photoempfindlichkeit	Empfindlichkeit in Bezug auf das einfallende Licht	10 mA bei 1 mW/cm ²
Kollektordunkelstrom	Kollektorstrom im unbeleuchteten Zustand	50 nA
maximale Photoempfindlichkeit	Wellenlänge der maximalen Photoempfindlichkeit	880 nm
Ansprechzeit	Rise- und Falltime bei Intensitätsänderung	3,5 μs

Tabelle 2.2: Kenngrößen von Phototransistoren

2.1.4 Photodiode

Bei Photodioden handelt es sich um Halbleiterdioden, die so konstruiert sind, dass Licht auf den PN-Übergang fallen kann. Gängig sind Silizium- und Germaniumdioden, die sich hinsichtlich ihres spektralen Empfindlichkeitsbereichs voneinander unterscheiden.

Photodioden werden grundsätzlich in Sperrrichtung betrieben, wodurch sich deren Raumladungszone vergrößert. Fällt kein Licht auf die Raumladungszone, fließt nur ein geringer Sperrstrom - vergleichbar mit dem einer herkömmlichen Halbleiterdiode. Dieser Strom wird bei Photodioden auch als Dunkelstrom bezeichnet. Bei Lichteinfall kommt es zur Erzeugung von zusätzlichen Elektronen-Lochpaaren in der Raumladungszone. Herausgelöste Elektronen werden aus der Raumladungszone heraustransportiert - es fließt also ein Photostrom (siehe Abbildung 2.2).

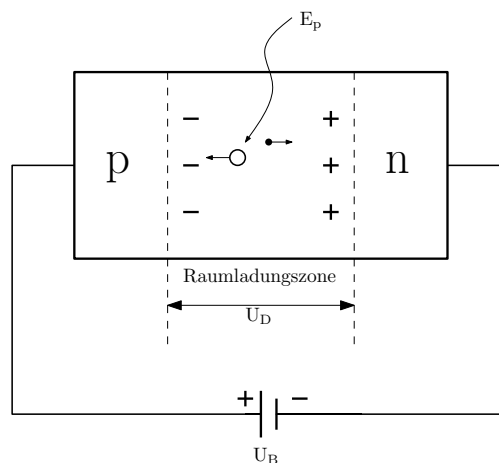


Abbildung 2.2: Funktionsprinzip von Photodioden

Die spektrale Empfindlichkeit hängt vom verwendeten Halbleitermaterial ab. Das Empfindlichkeits-Maximum liegt bei Si-Dioden bei etwa 850 nm, bei Ge-Dioden hingegen

Parameter	Beschreibung	Wert (BPX65)
Photoempfindliche Fläche	Größe der Sensorfläche	1 mm ²
Photoempfindlichkeit	Empfindlichkeit für bestimmten Lichteinfall	10 nA/lx
Dunkelstrom	Diodenstrom im unbeleuchteten Zustand	1 nA
Sperrschichtkapazität	Kapazität der Sperrschicht	11 pF
Maximum der Empfindlichkeit	Wellenlänge der maximalen Empfindlichkeit	850 nm
Ansprechzeit	Rise- und Falltime bei Intensitätsänderung	12 ns

Tabelle 2.3: Kenngrößen von Photodioden

bei etwa 1500 nm und damit schon deutlich im infraroten Bereich. Im Gegensatz zu Photowiderständen - aber auch zu Phototransistoren - haben Photodioden eine extrem kurze Ansprechzeit im Bereich von einigen Nanosekunden, die sehr kleinen Ausgangsströme machen eine Nachverstärkung allerdings unerlässlich. In Tabelle 2.3 sind als Beispiel Kennwerte der Photodiode „BPX65“ gezeigt.

Die photoempfindliche Fläche A beeinflusst die absolute Empfindlichkeit der Photodiode (je größer A , desto höher die Empfindlichkeit). Große Flächen bringen aber große Sperrschichtkapazitäten C_f mit sich, was vor allem in Kombination mit einem nachfolgenden Verstärker die Bandbreite negativ beeinflusst.

I_d bezeichnet den Dunkelstrom, der ohne äußere Beleuchtung fließt und - wie bei anderen Dioden auch - von der angelegten Sperrspannung abhängig ist. Die Höhe der Sperrspannung beeinflusst außerdem die Größe der Raumladungszone und somit auch die Diodenkapazität (eine höhere Spannung in Sperrrichtung verkleinert demnach die Diodenkapazität C_f).

Die kurze Ansprechzeit und der im hohen Maße lineare Zusammenhang zwischen einfallendem Licht und Photostrom (bei Betrieb der Diode in Sperrrichtung), machen Photodioden zu idealen Sensoren. Sie finden daher sowohl in Messsystemen, die hohe Präzision erfordern, als auch bei der Übertragung digitaler Signale mit hohen Bandbreiten - die wiederum hohe Geschwindigkeiten erforderlich machen - Anwendung [3], [6].

2.2 Verstärkerschaltungen

Ein wichtiges Teilgebiet der Schaltungstechnik stellt die Theorie rund um analoge Verstärkerschaltungen dar. Diese haben die Aufgabe, ein Eingangssignal in ein im Allgemeinen größeres Ausgangssignal umzuwandeln.

Parameter	Symbol	Idealer OPV	Realer OPV ($\mu\text{A 741}$)
Verstärkung	A	∞	10^5
Eingangsstrom (A)	I_B	0	$80 \cdot 10^{-9}$
Offsetspannung (V)	U_0	0V	10^{-3}
Verstärkungsbandbreite (Hz)	f_T	∞	10^6
Rauschspannungsdichte ($\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$)	U_{rd}	0	$13 \cdot 10^{-9}$

Tabelle 2.4: Eigenschaften idealer und realer Operationsverstärker

Dabei muss es sich bei Ein- und Ausgangssignal nicht immer um die gleiche Größe handeln - es kann beispielsweise ein Eingangsstrom in eine Ausgangsspannung (Transimpedanzverstärker) oder eine Eingangsspannung in einen Ausgangsstrom (Transkonduktanzverstärker) umgewandelt werden [2].

2.2.1 Verstärkerschaltungen mit OPV's

Basis der meisten elektronischen Schaltungen bilden Transistoren, welche in verschiedenen Bauformen und Technologien erhältlich sind. Oftmals werden zur Realisierung komplexer, halbleitertechnischer Schaltungen aber auch sogenannte „Integrierte Schaltkreise“ verwendet, die ihrerseits wiederum eine Reihe von Transistoren (integriert auf einer Chipfläche) enthalten.

Einen solchen Grundbaustein der „analogen Schaltungstechnik“ bilden Operationsverstärker (OPV's), die von unterschiedlichsten Herstellern und in zahllosen Varianten erhältlich sind. OPV's haben die Aufgabe, die Differenzspannung zwischen ihrem nicht-invertierendem Eingang und ihrem invertierendem Eingang mit einem möglichst hohen Verstärkungsfaktor zu verstärken¹. Sie werden - wie in Abbildung 2.4 - in Schaltbildern meist als Dreieck dargestellt. Tabelle 2.4 zeigt die wichtigsten Eigenschaften eines idealen OPV's und vergleicht diese mit typischen Werten eines gängigen Operationsverstärkers [9, p. 59], [2, p. 509].

Wie bereits beschrieben, ist die Differenzverstärkung eines idealen OPV's unendlich hoch - typische Werte realer Bauteile liegen im Bereich von 10^4 bis 10^7 . Ideale Operationsverstärker haben außerdem einen unendlich großen Eingangswiderstand und somit einen Eingangsstrom von $I_B = 0$.

Die Offsetspannung bezeichnet die verbleibende Differenzspannung, wenn beide Eingänge des OPV's auf Masse gelegt werden und beträgt idealerweise 0V. Ein Maß für das Rauschen der Eingangsspannung bietet die Eingangsrauschspannungsdichte. Multipliziert mit der Quadratwurzel der betrachteten Bandbreite liefert sie den Rauschpegel in Volt am Eingang.

¹Die Ausführung bezieht sich dabei auf die Untergruppe der VV OPV'S [2, p 511]

Eine weitere wichtige Eigenschaft betrifft das Frequenzverhalten von Operationsverstärkern und ist deren sogenannte Verstärkungsbandbreite. Frequenz-kompensierte OPV's [2] weisen ein Tiefpassverhalten erster Ordnung auf. Mit der Verstärkungsbandbreite (oder auch Transitfrequenz f_T) wird nun jene Frequenz bezeichnet, bei der der verbleibende Verstärkungsfaktor genau 1 (bzw. 0 dB) beträgt (siehe Abbildung 2.3).

Formal kann dieser Zusammenhang über das Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt (GBP - **G**ain **B**andwidth **P**roduct) angegeben werden, dieses berechnet sich zu

$$GBP = f_T = f \cdot A(f) \quad (2.1)$$

wobei f die Frequenz, A die Verstärkung in Abhängigkeit der Frequenz f und f_T die Transitfrequenz bezeichnet.

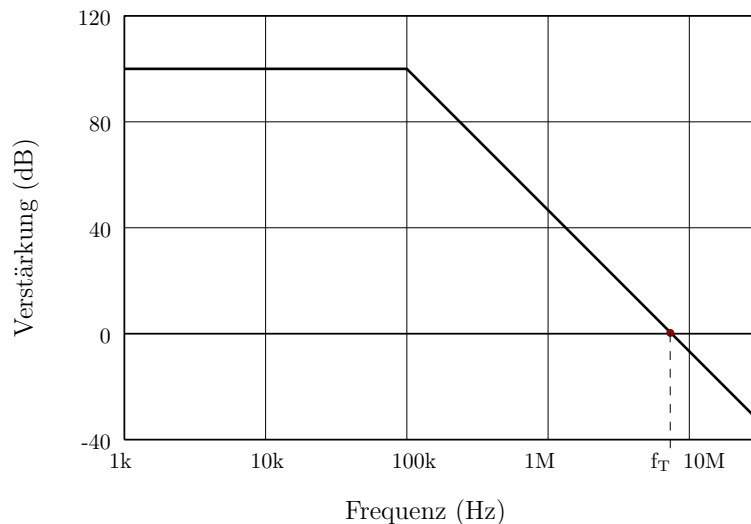


Abbildung 2.3: Verstärkungsbandbreite von Operationsverstärkern

Die tatsächliche Funktionsweise einer OPV-Verstärker-Schaltung ist durch deren Gegenkopplung bestimmt, ergibt sich also erst aus der Beschaltung des Operationsverstärkers und ist weitgehend unabhängig von dessen konkreten Aufbau.

Basis vieler analoger Verstärker- und Filterschaltungen bildet neben der nicht-invertierenden Grundsaltung (Abbildung 2.3(b)) auch der OPV in invertierender Grundsaltung (siehe Abbildung 2.3(a)). Dabei wird die Eingangsspannung gemäß

$$U_a = U_e \frac{R_1}{R_2} \quad (2.2)$$

verstärkt [2].

Oftmals müssen in der Messtechnik sehr kleine Ströme erfasst und verstärkt werden. Schaltungen, die dies bewerkstelligen können, werden als Transimpedanzverstärker oder TIA's (**T**ransimpedance **A**mplifier) bezeichnet. Auch für deren Realisierung gibt es zahlreiche

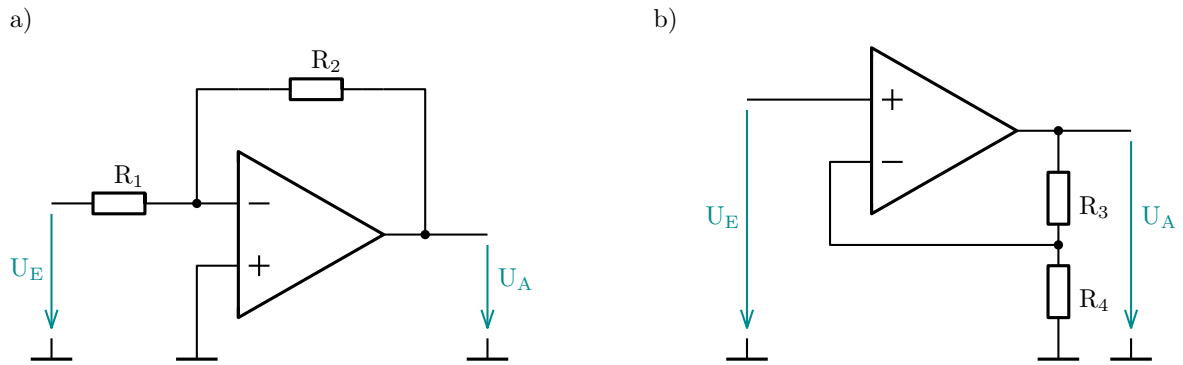


Abbildung 2.4: OPV Grundschaltungen: invertierender Verstärker (a) und nicht-invertierender Verstärker (b)

Möglichkeiten, eine davon ist der Aufbau mit Hilfe von OPV's was im nächsten Abschnitt erläutert wird.

2.2.2 OPV's als Transimpedanzverstärker

Transimpedanzverstärker (TIA) erzeugen eine, zu ihrem Eingangsstrom passende, „verstärkte“ Ausgangsspannung. Bei den Schaltungen in Abbildung 2.4 lässt sich der Zusammenhang zwischen Leerlaufverstärkung und Bandbreite aus dem Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt (2.1) ableiten.

Beim Transimpedanzverstärker ist dieser Zusammenhang nicht auf einem solch direkten Wege herstellbar, sondern wird von anderen Faktoren bestimmt. Um die für die Entwicklung des Messverstärkers erforderlichen Dimensionierungen vornehmen zu können, ist diese Beziehung allerdings essenziell. Deshalb soll im Folgenden die Übertragungsfunktion U_A/I_E für den TIA abgeleitet und analysiert werden.

Ausgangspunkt bildet die Schaltung 2.5, aus der alle notwendigen Größen zur Berechnung der Übertragungsfunktion abgeleitet werden können. Diese besteht aus folgenden Elementen:

- R_i - modelliert den Eingangswiderstand des OPV's
- C_i - modelliert die Eingangskapazität des OPV's bzw. eines an dessen Eingang angeschlossenes Bauteiles (etwa eine Photodiode)
- R_f - Feedback-Widerstand, der die Leerlaufverstärkung der Schaltung bestimmt
- C_f - Kapazität in der Rückführung, modelliert einerseits die parasitäre Kapazität des Widerstands und ist andererseits - wie sich zeigen wird - für den stabilen Betrieb der Schaltung unerlässlich

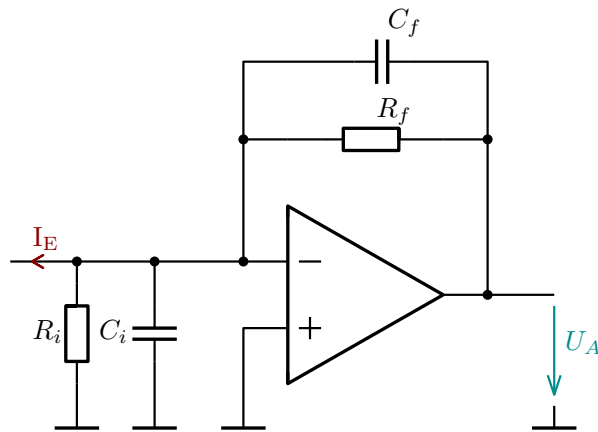


Abbildung 2.5: OPV als Transimpedanzverstärker

- OPV - Der Operationsverstärker selbst wird in allen seinen Eigenschaften als ideal angenommen.

Die Übertragungsfunktion H ist im Falle des TIA's über

$$H = \frac{U_A}{I_E} \quad (2.3)$$

gegeben. Der konkrete Zusammenhang kann aus dem Schaltbild abgeleitet werden. In den folgenden Überlegungen wird R_i mit C_i und R_f mit C_f zunächst gemäß

$$Z_f = \frac{1}{1 + sR_fC_f} \quad Z_i = \frac{1}{1 + sR_iC_i} \quad (2.4)$$

zur Impedanz Z_i bzw. Z_f zusammengefasst, wobei mit s der Laplace-Operator bezeichnet wird.

Für einen idealen OPV gilt

$$U_A = AU_{ED} \quad (2.5)$$

und

$$U_{ED} = U_p - U_m, \quad (2.6)$$

wobei U_{ED} die Spannung zwischen nicht-invertierenden und invertierenden Eingang des OPV's, U_p und U_m die Spannung am nicht-invertierenden bzw. invertierenden Eingang

des OPV's gegen Masse und U_A die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers bezeichnet. Der nicht-invertierende Eingang des OPV's liegt auf Masse, womit $U_p = 0$ gilt und sich U_{ED} auf $-U_m$ reduziert.

Die Knotenregel liefert für den Eingangsstrom

$$I_E = I_i + I_f, \quad (2.7)$$

wobei I_i und I_f den Strom durch die Impedanz Z_i bzw. Z_f bezeichnen. Das Ohm'sche Gesetz liefert für I_i und I_f

$$I_i = \frac{U_m}{Z_i} = -\frac{U_A}{A Z_i} \quad (2.8)$$

sowie

$$I_f = -\frac{U_A - U_m}{Z_f} = -\frac{U_A(A + 1)}{A Z_f}. \quad (2.9)$$

Nun können (2.9) und (2.8) in (2.7) eingesetzt werden und man erhält für den Eingangsstrom I_E

$$I_E = -\frac{(A Z_i + Z_f + Z_i) U_A}{A Z_f Z_i}. \quad (2.10)$$

Durch Umformen erhält man die Übertragungsfunktion

$$H = \frac{U_A}{I_E} = -\frac{A Z_f Z_i}{A Z_i + Z_f + Z_i}. \quad (2.11)$$

Z_i und Z_f sind durch (2.4) gegeben und A bezeichnet die Verstärkung des OPV's, wobei frequenzkompensierte Operationsverstärker ein Tiefpassverhalten 1. Ordnung mit der Leerlaufverstärkung A_0 und der Grenzfrequenz ω_g , gegeben durch

$$A = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_g}\right)}, \quad (2.12)$$

aufweisen.

Über das Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt - in den Datenblättern meistens als „Unity Gain“ f_T zu finden - kann ω_g durch f_T ausgedrückt werden

$$\omega_g = \frac{2\pi f_T}{A_0}. \quad (2.13)$$

Damit ergibt sich A zu

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{sA_0}{2\pi f_T}}. \quad (2.14)$$

Nun önnen (2.4) und (2.14) in (2.11) eingesetzt werden, womit sich, durch weiteres Umformen, H in Abhängigkeit der Größen A_0 , R_f , R_i , C_f , C_i und f_T sowie $s = j\omega$ zu

$$H = \frac{U_A}{I_E} = \frac{-\frac{A_0 R_f R_i}{A_0 R_i + R_f + R_i}}{1 + \frac{R_f R_i (A_0 C_f + C_f + C_i) + \frac{A_0 R_f}{2\pi f_T} + \frac{A_0 R_i}{2\pi f_T}}{A_0 R_i + R_f + R_i} s + \frac{A_0 R_f R_i (C_f + C_i)}{2\pi f_T (A_0 R_i + R_f + R_i)} s^2} \quad (2.15)$$

berechnet. Aus der Form ist zu erkennen, dass es sich dabei um ein System zweiter Ordnung handelt, dessen Übertragungsfunktion allgemein durch

$$G_{PT2} = \frac{K}{1 + 2\xi \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (2.16)$$

gegeben ist [10]. ω_0 ist dabei die Grenz- bzw. Schwingfrequenz des ungedämpften Systems und ξ der Dämpfungsgrad. Je kleiner ξ ist, desto stärker neigt das System zum Schwingen. Über einen Koeffizientenvergleich können K, ω_0 und ξ nun bestimmt werden und ergeben sich zu

$$K = -\frac{A_0 R_f R_i}{A_0 R_i + R_f + R_i}, \quad (2.17)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2\pi f_T (A_0 R_i + R_f + R_i)}{A_0 R_f R_i (C_f + C_i)}} \text{ und} \quad (2.18)$$

$$\xi = \frac{R_f R_i (A_0 C_f + C_f f_T + C_i) + \frac{A_0 R_f}{2\pi f_T} + \frac{A_0 R_i}{2\pi f_T}}{2 (A_0 R_i + R_f + R_i)} \omega_0. \quad (2.19)$$

Zur weiteren Berechnung werden diese Ergebnisse vereinfacht, indem $R_i \rightarrow \infty$ und $A_0 \rightarrow \infty$ angenommen werden. Dmilt ergibt sich für ω_0 und ξ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2\pi f_T}{R_f (C_f + C_i)}} \text{ und} \quad (2.20)$$

$$\xi = \frac{(2\pi C_f R_f f_T + 1)}{4\pi f_T} \omega_0 = \frac{(2\pi C_f R_f f_T + 1)}{4\pi f_T} \sqrt{\frac{2\pi f_T}{R_f (C_f + C_i)}}. \quad (2.21)$$

Werden R_f , C_f und f_T in (2.21) als gegeben angenommen, so bestimmt C_f das Schwingungsverhalten der Schaltung. Nun muss das gewünschte Einschwingverhalten definiert und ein passender Wert für C_f gefunden werden. Im Filterdesign ist die Angabe der Güte Q [2] üblich ($Q = \frac{1}{2\xi}$), hier wird der für ein Butterworth-Filter gängige Wert $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$ gewählt. Damit ergibt sich C_f nach Einsetzen von Q in (2.21) und entsprechendes Umformen zu

$$C_f = \frac{\sqrt{4\pi C_i R_f f_T - 1}}{\pi R_f f_T}. \quad (2.22)$$

Damit kann ein Zusammenhang zwischen Verstärkung und Bandbreite gewonnen werden. Setzt man (2.22) in (2.20) ein, erhält man für die Bandbreite bzw. Grenzfrequenz des Systems

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_T}{\sqrt{2\pi C_i R_f f_T + \sqrt{4\pi C_i R_f f_T - 1}}}. \quad (2.23)$$

Betrachtet man (2.15), setzt für die Frequenz 0 Hz ein (also $s = 0$) und nimmt A_0 und Z_i mit ∞ an, ergibt sich die bereits bekannte Leerlaufverstärkung des TIA's:

$$\frac{U_A}{I_E} = -R_f \quad (2.24)$$

In (2.23) eingesetzt und entsprechend umgeformt, ergibt sich der gesuchte Zusammenhang zwischen Verstärkung und Bandbreite des TIA's.

$$A_{TIA} = \frac{4\pi^2 f_T^2 - 2\pi\sqrt{2}f_T\omega_0 + \omega_0^2}{2\pi f_T\omega_0^2 C_i} \quad (2.25)$$

Das Resultat ist in Abbildung 2.6(a) grafisch dargestellt, wobei für Transitfrequenz bzw. Eingangskapazität die Werte $f_T = 8$ MHz, $C_i = 25$ pF angenommen wurden.

Der Zusammenhang ist also nicht mehr linear, die erzielbare Verstärkung A_{TIA} nimmt mit steigender TIA-Bandbreite f_0 relativ rasch ab.

Zuletzt soll noch der Zusammenhang von f_T des OPV's und f_0 des TIA's untersucht werden. Dies beantwortet die Frage nach der notwendigen Verstärkungsbandbreite des OPV's bei einer geforderten Verstärkung A und Bandbreite B der Schaltung. Wird (2.25) entsprechend umgeformt und nun A_{TIA} konstant gehalten, so ergibt sich (nach Einsetzen von $\omega = 2\pi f$)

$$f_0 = \frac{f_T}{\sqrt{2\pi C_i A_{TIA} f_T + \sqrt{4\pi C_i A_{TIA} f_T - 1}}}. \quad (2.26)$$

Das Ergebnis ist für die Werte $A_{TIA} = 261 \cdot 10^3$ und $C_i = 25 \cdot 10^{-12}$ in Abbildung 2.6(b) dargestellt. Hohe Bandbreiten des TIA's machen also auch einen OPV mit entsprechend hoher Transitfrequenz f_T erforderlich. Dabei wirkt sich bei hohen Frequenzen eine weitere Erhöhung der Verstärkungsbandbreite des OPV's nur noch geringfügig auf die Verstärkung des TIA's aus.

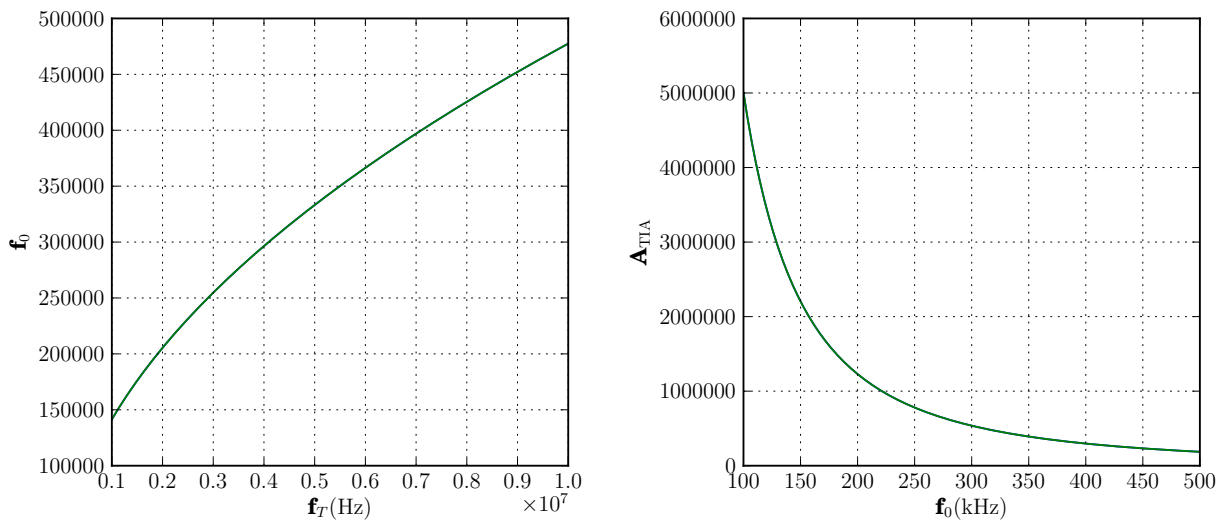


Abbildung 2.6: Verstärkung (a) und Dämpfungsfaktor (b) des TIA's

2.3 Digitalisierung

Das Ziel der Digitalisierung ist es, ein zeit- und wert-kontinuierliches Signal aus der „analogen Welt“ in ein digital weiterverarbeitbares zeit- und wert-diskretes Signal umzuwandeln. Zur Digitalisierung eines analogen Signales sind also zwei Schritte erforderlich (siehe Abbildung 2.7).

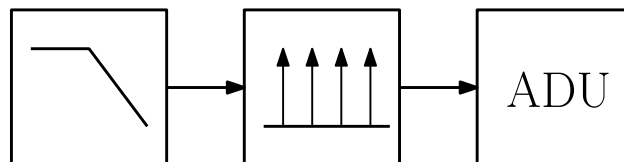


Abbildung 2.7: Prinzip der Digitalisierung

Das tiefpass-gefilterte Signal wird zunächst über ein „Abtast-Halteglied“ abgetastet, das an dessen Ausgang ein zeitlich diskretes, aber noch immer wert-kontinuierliches Signal liefert.

In einem weiteren Schritt erfolgt die Quantisierung des Amplitudenwertes mit Hilfe eines „Analog-Digital-Umsetzers“.

Je nach Aufbau und Dimensionierung von Halteglied und „Analog-Digital-Umsetzer“ weist das System unterschiedliches Verhalten auf [2].

2.3.1 Abtastung

Abtastung bedeutet die äquidistante Entnahme von Proben aus dem Eingangssignal. Die Abtastzeitpunkte t_a sind also über die Periodendauer T_a mit $t_a = \mu T_a$ gegeben, mit $\mu \in \mathbb{N}$. Mathematisch entspricht die idealisierte Abtastung damit der Multiplikation des analogen Eingangssignals mit einem zeitlichen Dirac-Kamm [9, p. 105],

$$U_e^* = \sum_{\mu=0}^{\infty} U_e(t_\mu) T_a \delta(t - t_\mu). \quad (2.27)$$

Im Frequenzbereich wird aus der Multiplikation der Zeitsignale eine Faltung deren Spektren. Bei der Transformation in den Frequenzbereich bleibt der Dirac-Kamm in seiner Struktur erhalten,

$$X_{\text{Dirac}}(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(j\omega - jk\omega_s). \quad (2.28)$$

Die einzelnen Dirac-Impulse finden sich dabei an den Stellen $k\omega_s$ mit $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$ wieder. Das Spektrum des Eingangssignals wird als bandbegrenzt angenommen - hat also nur Frequenzanteile $f < f_g$, was durch die Vorfilterung mit einem Tiefpass erreicht werden kann. Grafisch kommt die Faltung eines Signales mit einem Dirac-Stoß der Verschiebung des betrachteten Signals an die Position des jeweiligen Dirac-Stoßes gleich. Durch die Faltung mit einem Dirac-Kamm ergibt sich also ein periodisches Spektrum, wie in Abbildung 2.8 gezeigt.

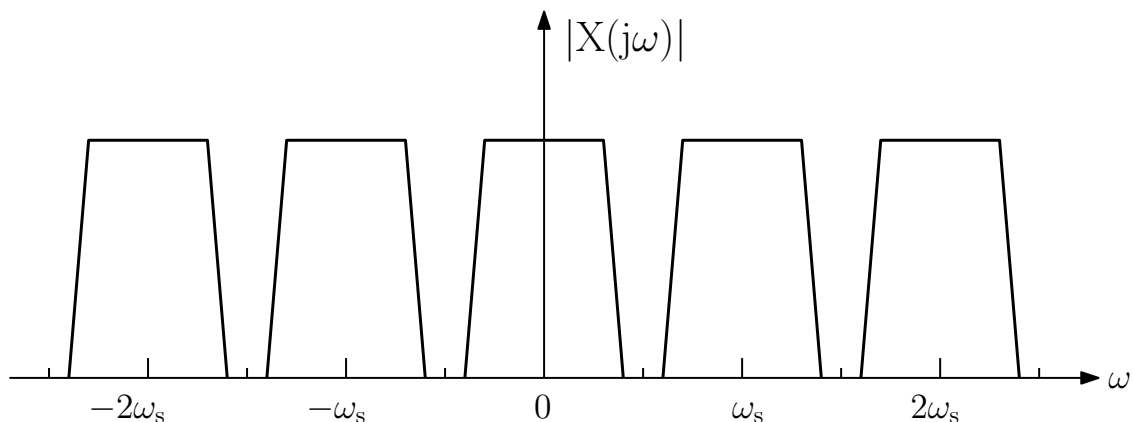


Abbildung 2.8: Spektrum eines abgetasteten Signals

Wird die Abtastfrequenz nun kleiner als $2 f_g$ gewählt, kommt es zu einer Überlappung der einzelnen Frequenzbänder. Eine höhere Frequenz stellt sich also in einem unter-abgetasteten System als niedrigere Frequenz dar - dieser Effekt wird als Aliasing bezeichnet.

Soll das Originalsignal rekonstruiert werden, muss also unbedingt auf die Einhaltung des Abtasttheorems geachtet werden,

$$f_a > 2 f_{max} . \quad (2.29)$$

In der Messtechnik geht es um die Abbildung einer physikalischen Größe auf eine Messgröße. Die Gestalt dieser Abbildung ist dabei von Anwendung zu Anwendung verschieden, Signale müssen jedenfalls nicht zwangsläufig so erfasst werden, dass sie später wieder rückgewonnen werden können.

Der Aliasing-Effekt ist also nicht immer störend, sondern kann bei messtechnischen Anwendungen sogar erwünscht sein bzw. ausgenutzt werden - womit der in Abbildung 2.7 gezeigte Tiefpass entfällt.

2.3.2 Analog-Digital-Umsetzung

Bei der Analog-Digital-Umsetzung geht es um die Quantisierung der analogen Eingangsgröße. In realen Systemen steht dabei nur eine endliche Bitbreite N zur Verfügung, die Auflösung ist also auf 2^N mögliche Werte begrenzt. Soll der Spannungswert U_e quantisiert werden, gilt also

$$U_e = U_{ref} \frac{D}{2^N} + qd . \quad (2.30)$$

Dabei ist D das Ergebnis der Wandlung mit einem Wert von $0 \leq D < 2^N$, und U_{ref} die Referenzspannung des ADC's. Die Quantisierungsdifferenz qd stellt den Unsicherheitsbereich der Quantisierung dar und liegt zwischen $-\frac{1}{2} U_{LSB}$ und $\frac{1}{2} U_{LSB}$. Dabei bezeichnet U_{LSB} die Spannungseinheit für das niedrigste Bit (LSB = **L**east **S**ignificant **B**it) und hängt mit U_{ref} über $U_{LSB} = U_{ref}/2^N$ zusammen. Diese Quantisierungsdifferenz äußert sich als zusätzliches, überlagertes Rauschen [9].

Die Quantisierung kann mit unterschiedlichen Verfahren erfolgen, wovon einige im Folgenden kurz vorgestellt werden. Welches dieser Verfahren das geeignetste ist, hängt von der konkreten Anwendung und den sich daraus ergebenden Anforderungen ab.

Integrierende Verfahren Integrierende Verfahren verwenden im Gegensatz zu direkten Verfahren die Zeit als Zwischengröße und gehören somit zur Gruppe der „indirekten Konversion mit Zeit als Zwischengröße“. Ein typischer Vertreter ist der „Dual-Slope“ oder „Zwei-Rampen“ ADC [9].

Die Messung läuft dabei in zwei Schritten ab. Zunächst wird die Eingangsspannung U_e über ein zeitlich konstantes Intervall T_{int} mit der Integrationskonstante k_1 auf-integriert wodurch sich ein Zwischenwert von $k_1 E_e T_{\text{int}}$ ergibt („erste Rampe“).

In einem zweiten Schritt wird mit einer fixen Zeitkonstante ab-integriert („zweite Rampe“) und dabei die Zeit bis zum Erreichen der 0-Volt-Linie mit Hilfe eines Zählers gemessen. Der Endwert des Zählers stellt somit ein Maß für die Eingangsspannung dar.

Wird die „Sample und Hold“ Stufe weggelassen, ist auch die Erfassung von Werten abseits diskreter Zeitpunkte möglich.

Im Unterschied zu abtastenden Verfahren enthält die auf-integrierte Spannung auch Informationen über das Signal zwischen zwei Messpunkten (verglichen mit einem abtastenden ADC gleicher Wandlungsfrequenz). Die Werte sind zwar nicht zeitlich aufgelöst, für messtechnische Anwendungen kann dieser Effekt aber durchaus von Interesse sein.

Einen konkreten Anwendungsfall bietet die direkte Wandlung des Ausgangsstromes von Photodioden, der in der Eingangsstufe des ADC's auf-integriert wird. Mit diesem Verfahren sind zwar keine hohen Geschwindigkeiten erzielbar, allerdings erreicht man mit relativ geringem, schaltungstechnischen Aufwand hohe Präzision [18].

Konverter dieser Art eignen sich gut für präzise Messaufgaben sind aber aufgrund ihres Aufbaus in der erzielbaren Samplingrate beschränkt. Gleichspannungsmessung mit hoher Genauigkeit ist aber eines der Anwendungsgebiete für integrierende Verfahren [9].

Direktverfahren (Parallelkonverter) Das Direktverfahren beruht auf dem Vergleich der zu wandelnden Spannung mit Hilfe von Komparatoren. Dabei werden $2^N - 1$ Komparatoren benötigt mit jeweils einer Referenzspannung von

$$U_{ref,k} = \frac{U_{ref}}{2^N - 1} (k - 1/2) \quad (2.31)$$

wobei k für den jeweiligen Komparator steht und somit Werte von 1 bis $2^N - 1$ annimmt. Die globale Referenzspannung U_{ref} wird also in $2^N - 1$ gleich große Stufen aufgeteilt, um daraus die Referenzspannungen für die einzelnen Komparatoren abzuleiten [2, p. 983].

Ein Prioritätsdecoder wandelt die Ausgänge der einzelnen Komparatoren in ein binäres Ergebnis um, das anschließend weiterverarbeitet werden kann.

Die Stärke dieses Verfahrens liegt in der Umsetzungsgeschwindigkeit, die im Grunde nur durch die Durchlaufzeit der Komparatoren selbst bestimmt ist. Die Genauigkeit des Ergebnisses hängt von der Genauigkeit der Referenzspannungsquelle bzw. des verwendeten Spannungsteilers zu deren Aufteilung ab.

Die für größere Auflösungen benötigte große Anzahl von Hochgeschwindigkeits-Komparatoren machen die Herstellung solcher ADC's allerdings vergleichsweise aufwändig und teuer. Parallelkonverter finden unter Anderem in digitalen Speicheroszilloskopen Anwendung, die hohe Wandlungsraten erforderlich machen [5].

Wägeverfahren Das Wägeverfahren zählt zur Gruppe der direkten Konversionen und arbeitet mit dem Prinzip der Rückkopplung. Kernelement ist ein Digital-Analog-Wandler, dessen Ausgangsspannung über einen Komparator mit der zu digitalisierenden Eingangsspannung verglichen wird. Abhängig vom Ausgangssignal des Komparators werden die Eingangsbits des DAC's gesetzt bzw. rückgesetzt [5].

Am Beginn wird das MSB (**M**ost **S**ignificant **B**it) gesetzt, mit der Eingangsspannung verglichen und in weiterer Folge entschieden, ob es gesetzt bleibt oder wieder rückgesetzt wird. Dieser Vorgang wird für alle weiteren Bits, also bis zum LSB, wiederholt. Für einen ADC mit einer Auflösung von N Bits sind also auch N Zyklen notwendig.

Das Zwischenergebnis wird mit jedem Schritt genauer, das Wägeverfahren wird daher auch als „Sukzessive Approximation“ bezeichnet. Am Ende der Wandlung entspricht das Eingangsmuster des Digital-Analog-Wandlers dem Ergebnis der Analog-Digital-Wandlung.

Der Vorteil von Wandlern nach diesem Prinzip liegt in deren einfachen Aufbau - höhere Auflösungen sind durch längere Wandlungs-Zyklen erreichbar. Es muss allerdings garantiert werden, dass die Eingangsspannung während des gesamten Wandlungsprozesses konstant gehalten wird, was wiederum die maximal erzielbare Abtastfrequenz beschränkt. Einsatz finden solche Wandler aufgrund ihrer Flexibilität oft in Mikrocontrollern [5], [9].

2.3.3 Eigenschaften von ADC's

ADC's werden oftmals als bereits fertige, integrierte Schaltkreise bzw. Module angeboten, die - je nach Verfahren - Abtastung und Digitalisierung in einem Baustein vereinen.

Die Charakterisierung dieser Module bzw. Schaltkreise erfolgt über die Angabe charakteristischer Größen - die wichtigsten sind dabei in Tabelle 2.5 zusammengefasst (siehe auch [9]).

2.4 Digitale Signalverarbeitung und Analyse

Dieser Abschnitt erörtert die für diese Arbeit interessanten Aspekte der zeit-diskreten Signalverarbeitung. Neben der Analyse des erfassten digitalen Signals im Frequenzbereich wird auch auf die Filterung digitaler Signale eingegangen [9].

2.4.1 Abgetastete Signale im Frequenzbereich

Jedes zeit-kontinuierliche Signal kann durch Anwendung der Fouriertransformation in sein komplexes Spektrum transformiert werden, welches für jede Frequenz einen Wert für Amplitude und Phasenlage enthält. Bei der Transformation des Zeitsignals in den Frequenzbereich geht keine Information verloren, durch Anwendung der inversen Fouriertransformation kann

Parameter	Beschreibung
Auflösung	Anzahl N der dargestellten Bits
Abtastfrequenz	Anzahl der Konversionsvorgänge pro Sekunde
Signal-Rausch-Verhältnis (SNR)	Rauschen des rekonstruierten Signals bei voller Aussteuerung durch ein Sinussignal
Eingangsspannungsbereich	maximale bzw. minimale zulässige Eingangsspannung
Dateninterface	Art der Bereitstellung des Konversionsresultates (z.B paralleler oder serieller Bus)
Messcharakteristik	Zuordnung der Wertebereiche des analogen Eingangssignals zu den digitalen Ergebniswerten.
Eingangsimpedanz	Impedanz des ADC's aus „Sicht“ der Analogschaltung

Tabelle 2.5: Charakteristische Parameter von ADC's

also aus dem Spektrum wieder das Zeitsignal gewonnen werden. Von großer Bedeutung sind in der digitalen Signalverarbeitung vor allem zeit-diskrete Signale und deren Spektren.

Von besonderem Interesse ist also die nähere Betrachtung der Spektren periodischer und aperiodischer Signale - sowohl für den zeit-diskreten als auch für den zeit-kontinuierlichen Fall (siehe Abbildung 2.9).

Das Frequenzspektrum eines aperiodischen Signales (Abb. 2.9 a) kann durch Anwendung der Fouriertransformation errechnet werden, ist ebenfalls aperiodisch und außerdem „frequenz-kontinuierlich“. Ist das Zeitsignal periodisch (Abb. 2.9 b), kann über die Fourier-Reihenentwicklung das zugehörige Spektrum gewonnen werden, welches zeit-diskret (im Gegensatz zu aperiodischen Signalen) und ebenso aperiodisch ist.

Abgetastete Signale weisen hingegen - wie in Abschnitt 2.3.1 beschrieben - ein periodisches Verhalten des Spektrums auf (Abb. 2.9 c), die Periodendauer entspricht dabei der Abtastfrequenz $\frac{\omega_s}{2\pi}$.

Ist das betrachtete Signal nun zeit-diskret und zusätzlich periodisch so wird dessen periodisches Frequenzspektrum nun auch zeit-diskret (Abb. 2.9 d).

Dieser Zusammenhang ist für die digitale Signalverarbeitung fundamental, da dort nur mit diskreten Signalen (egal ob im Zeit- oder Frequenzbereich) gearbeitet werden kann. Ziel ist also die Umsetzung eines zeit-diskreten Signales in ein frequenz-diskretes Spektrum. Diese Umsetzung bietet die **D**iskrete **F**ourier **T**ransformation (DFT) bzw. die damit eng verwandte **F**ast **F**ourier **T**ransformation (FFT) [9].

In der Messwerterfassung liegen aber im Allgemeinen keine periodischen sondern aperiodische Signale vor - Ausgangspunkt ist somit ein zeit-diskretes, aber aperiodisches Signal, das ein frequenz-kontinuierliches Spektrum aufweist. Abhilfe schafft die sogenannte Fensterung des

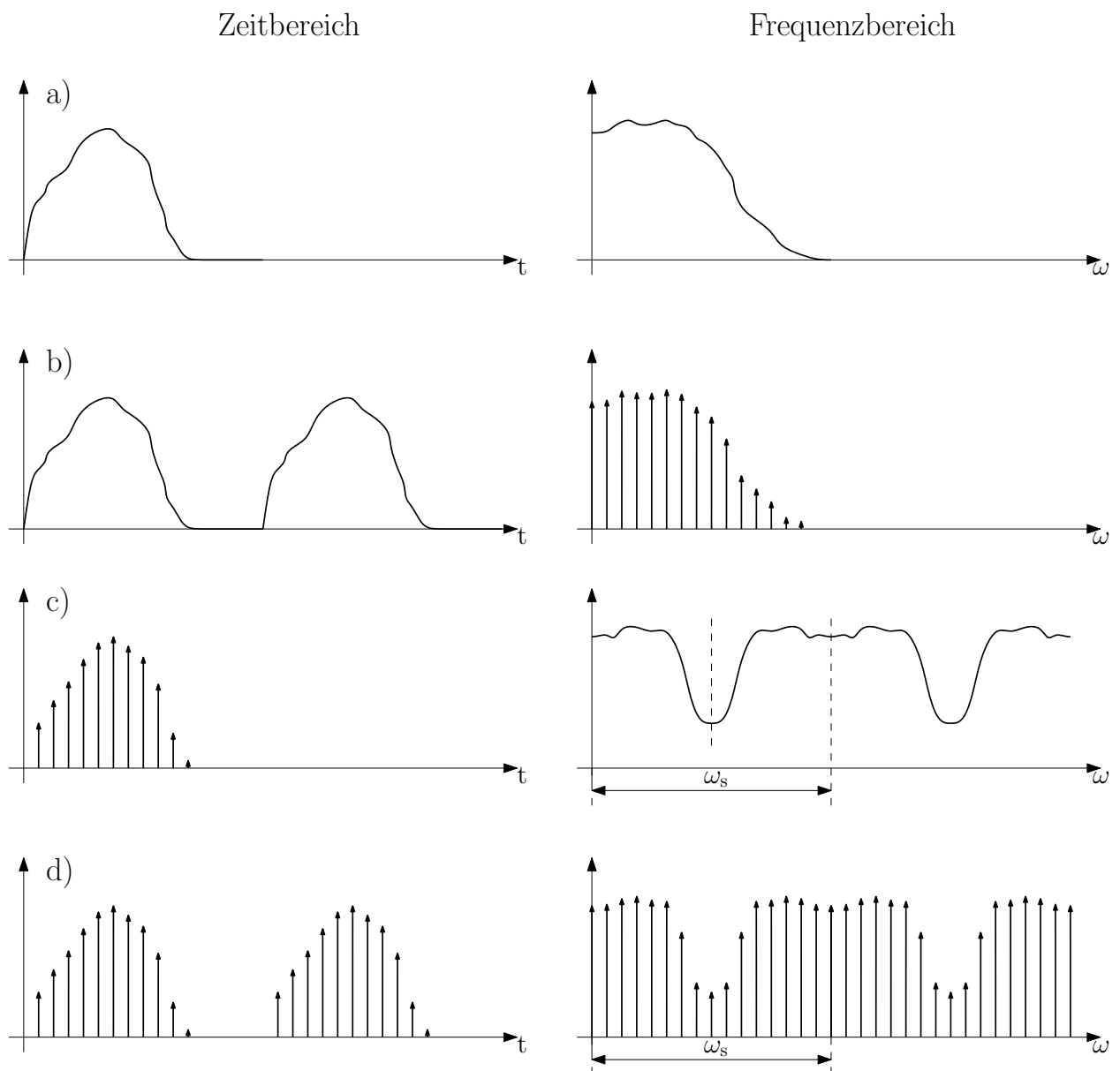


Abbildung 2.9: Spektren periodischer und aperiodischer Signale für den zeit-kontinuierlichen und zeit-diskreten Fall

Zeitsignals, also das „Herausschneiden“ eines gewissen zeitlichen Bereiches. Wird nun die periodische Fortsetzung dieses gefensternten Zeitsignals im Frequenzbereich betrachtet, erhält man ein zeit-diskretes Spektrum.

Bei der Wahl der Fensterlänge und der Art der Fensterung ist allerdings Sorgfalt geboten. Endliche Fensterlängen verändern das betrachtete Zeitsignal, das durch DFT bzw. FFT gewonnene Spektrum entspricht also nicht exakt dem Spektrum des Originalsignals. Das Auftreten solcher unerwünschten Spektralkomponenten ist auch als „Schmutzeffekt“ bekannt.

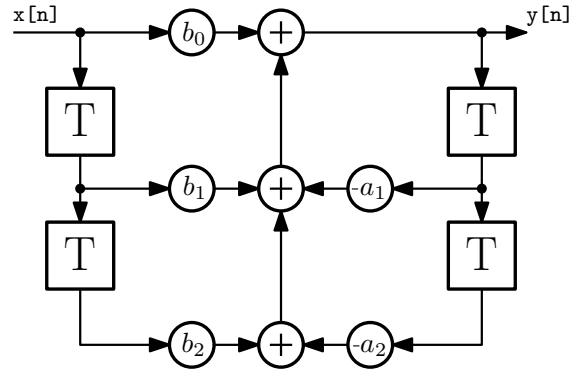


Abbildung 2.10: Netzwerk zur Realisierung digitaler Filter

Zusätzlich ist bei digitalen Signalen auch der Aliasing-Effekt - bedingt durch $f_{sample} < \infty$ - zu beachten, wie bereits in Abschnitt 2.3.1 beschrieben [9].

2.4.2 Digitale Filterung

Digitale Filter manipulieren eine zeit-diskrete Eingangsfolge in Abhängigkeit der Frequenz und liefern am Ausgang eine ebenso zeitdiskrete Ausgangsfolge. Von speziellem Interesse ist dabei die Untergruppe der linearen, zeitinvarianten Systeme (LTI - **L**inear **T**ime **I**nvariante, siehe auch [10]), deren Realisierung mit Hilfe von digitalen Netzwerken erfolgen kann. Abbildung 2.10 zeigt ein Beispiel für den Aufbau eines solchen Netzwerkes, das sich mathematisch über eine Differenzgleichung der Form 2.32 beschreiben lässt [4].

$$\sum_{k=0}^N a_k y[n-k] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k] \quad (2.32)$$

Im zeit-kontinuierlichen Bereich werden (analoge) Filter über deren Übertragungsfunktion $H(s) = Y(s)/X(s)$ charakterisiert, wobei mit $X(s)$ und $Y(s)$ das Spektrum des Ein- bzw. Ausgangssignales bezeichnet wird. Diese Spektralfunktionen können wiederum über die in Abschnitt 2.4.1 beschriebene Fouriertransformation (mit $s = j\omega$) der zugehörigen Zeitsignale gewonnen werden.

Bei zeit-diskreten Systemen ist es günstig, an Stelle der Fouriertransformation die Z-Transformation zu verwenden, die durch

$$X(z) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} x[n] z^{-n} \quad (2.33)$$

mit der komplexen Variable z , gegeben ist.

Damit lässt sich für digitale Filter analog zu $H(s)$ die Übertragungsfunktion $H(z)$ der Form

$$H(z) = \frac{b_m z^{-m} + \dots + b_1 z^{-1} + b_0}{a_n z^{-n} + \dots + a_1 z^{-1} + a_0} \quad (2.34)$$

angeben [4, p. 94].

Von besonderem Interesse ist nun der Zusammenhang zwischen $H(s)$ und $H(z)$, den die „bilineare Z-Transformation“ - unter Anwendung der Tustin-Näherung - über

$$s = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.35)$$

liefert. Dabei ist T durch $1/f_{sample}$ gegeben wobei f_{sample} die Abtastfrequenz des Systems bezeichnet. Somit lassen sich analoge Filter in digitale überführen [4, p. 141].

Es ist nun Aufgabe des Filterdesigns, die Koeffizienten a_k und b_k in 2.34 zu bestimmen. Zum Beispiel bietet MATLAB [20] in Kombination mit der „Signal Processing Toolbox“ umfangreiche Möglichkeiten für Entwurf und Anwendung digitaler Filter.

Die `filter()` Funktion bietet beispielsweise eine Implementierung des in 2.10 gezeigten Netzwerkes und liefert unter Angabe von b_k , a_k sowie dem Eingangssignal ein gefiltertes Ausgangssignal.

Kapitel 3

Konzeption des Messsystems

„Unter Messen verstehen wir den Vorgang der empirischen und objektiven Zuordnung von Zahlen zu Eigenschaften von Gegenständen oder Ereignissen der realen Welt dergestalt, dass diese Gegenstände oder Ereignisse beschrieben werden“ [9, p. 2].

Bei der Messung an sich wird also die Realität nach einer bestimmten Vorschrift auf Ergebniswerte abgebildet. Es ist nun die Aufgabe des Systementwurfes sicherzustellen, dass das realisierte Messsystem einen möglichst geringen Einfluss auf das Messresultat hat und somit ausschließlich die Charakteristika des zu messenden Signales in den Ergebniswerten widerspiegelt werden. So ist es möglich, die gewünschten Informationen über den Prozess zu gewinnen.

Im Falle des vorliegenden Systems sollen die Prozesseigenschaften von in Kapitel 1 beschriebenen Schneidprozessen messtechnisch erfasst werden. Das Messprinzip sieht dabei eine simultane Erfassung zweier optischer Kanäle mit unterschiedlichen Polarisationsrichtungen vor (siehe Abschnitt 1.2).

Eine exakte Festlegung der Anforderungen an das Messsystem ist schwierig, da dies eine detaillierte Kenntnis über den Prozess und dessen Eigenschaften voraussetzt. Es ist aber nun gerade Aufgabe des zu entwickelnden Messsystems, diese Prozesseigenschaften besser zu verstehen. Daher wird bei der Festlegung der Systemeigenschaften einerseits auf hohe Flexibilität geachtet und andererseits auf bereits vorhandene Erfahrungswerte zurückgegriffen.

3.1 Messkette



Abbildung 3.1: Messkette eines digitalen Messsystems

In Abbildung 3.1 ist die Messkette eines allgemeinen digitalen Messsystems zu sehen. Am Beginn steht die zu messende physikalische Größe, die mittels Sensor in eine elektrische Größe umgewandelt wird. Darauf folgt eine Messelektronik die das Sensorsignal aufbereitet, damit dieses weiterverarbeitet werden kann. Danach wird das analoge Messsignal abgetastet, mittels ADC quantisiert und liegt schließlich als Bitmuster vor, welches - gegebenenfalls nach einer entsprechenden Codierung - digital übertragen werden kann [9, p. 13]. Im Anschluss daran wird das Signal entweder direkt weiterverarbeitet oder zur späteren Auswertung gespeichert.

Auch das zu entwickelnde, elektrooptische Messsystem folgt prinzipiell dem Konzept der beschriebenen Messkette. Die physikalische Messgröße ist die von der Schnittfront emittierte Temperaturstrahlung. Nach einer optischen Filterung wird das Signal von Photosensoren erfasst, von einem Messverstärker entsprechend aufbereitet und anschließend digitalisiert.

3.2 Ermittlung der Anforderungen

Wie schon in der Einleitung zu diesem Kapitel dargelegt, ist die Bestimmung konkreter Systemparameter für den vorliegenden Prozess schwierig. Dennoch müssen entsprechende Rahmenbedingungen festgelegt werden, nach denen das Messsystem dann entworfen wird. Dabei geht es einerseits um quantifizierbare Parameter, die das Messsystem aufweisen muss, um die beim Prozess entstehenden Signale mit seinen zu erwartenden Eigenschaften erfassen zu können. Von besonderer Bedeutung sind dabei

- Empfindlichkeit und Dynamik,
- Analogbandbreite des Verstärkers und
- Samplingrate der Digitalisierungseinheit.

auf die im nächsten Abschnitt genauer eingegangen wird.

Andererseits müssen die Rahmenbedingungen der Systemarchitektur abgesteckt werden. In der Folge findet sich daher eine Aufstellung über sinnvolle Anforderungen an den Systemaufbau:

- flexible, optische Integration - Die Anbindung der Sensoren an den Prozess soll sowohl über eine direkte Integration der Sensoren in die Anlage, als auch indirekt über Lichtleitfasern erfolgen können.
- getrennte Aufzeichnung und Auswertung - Die eigentliche Messung soll von der anschließenden Auswertung logisch getrennt sein. Dabei müssen die Messdaten in einem bestimmten Format abgelegt werden, um sie zu einem späteren Zeitpunkt analysieren und gegebenenfalls bewerten zu können.

Lightsituation	Lichtstärke
Kerze 1 Meter entfernt	1 lx
typische Straßenbeleuchtung	10 lx
typische Bürobeleuchtung	500 lx
Beleuchtung TV-Studio	1000 lx
Operationsaal	10000 lx

Tabelle 3.1: Lichtstärken für unterschiedliche Beleuchtungssituationen

- lesbares Datenformat - Um eine schnelle und einfache Auswertung und Beurteilung der Messdaten zu ermöglichen, sollen diese in einem für den Menschen lesbaren Format gespeichert werden (Beispielsweise ASCII-Codiert¹ im CSV-Format²).
- Steuerbar- und Erweiterbarkeit - Für die Automatisierung von Messabläufen soll die Integration digitaler Eingänge in das Messsystem möglich sein. Außerdem soll - zur Erfassung zusätzlicher Analogsignale - eine Möglichkeit zur Erweiterung der analogen Eingänge vorgesehen werden.

Helligkeitsdynamik, Bandbreite und Abtastrate

Zur Abschätzung der erforderlichen maximalen und minimalen Empfindlichkeit wird auf Erfahrungswerte der Firma plasmo Indusritechnik [19] bei Schweiß- und Schneidprozessen zurückgegriffen.

Der Zusammenhang zwischen gemessener Lichtstärke (gemessen in Lux [25]) und Ausgangsspannung des Messverstärkers ist (unter Annahme eines Sensors, der einen Ausgangsstrom proportional zur Lichtstärke liefert) über

$$I_{LUX} = \frac{U_{MV}}{V S} \quad (3.1)$$

gegeben. Dabei bezeichnet U_{MV} die Ausgangsspannung des Messverstärkers, V den Verstärkungsfaktor in V/A und S die Empfindlichkeit des Sensors, gemessen in A/lx .

Als praktikabel hat sich dabei ein Messbereich von etwa 0,1 bis 4000 lux erwiesen. Um den Dynamikbereich zu erhöhen, ist es außerdem sinnvoll, die Verstärkung V nicht konstant zu halten, sondern deren Wert den gegebenen Messbedingungen anzupassen. Das kann zum Beispiel über die Implementierung mehrerer Verstärkungsstufen erfolgen, die jeweils unterschiedliche Werte für V aufweisen.

Die Angabe in Lux bietet den Vorteil der Vergleichbarkeit mit alltäglichen Beleuchtungssi-

¹ASCII = American Standard Code for Information Interchange

²CSV = Comma-separated values

Systemeigenschaft	Wert
Bandbreite	50 - 300 kHz
Abtastrate	125 ks - 1 Ms
Messbereich	0,1 bis 4000 lx

Tabelle 3.2: Eigenschaften des Messsystems

tuationen, womit prinzipiell auch eine subjektive Abschätzung der benötigten Empfindlichkeit möglich ist. Tabelle 3.1 zeigt dazu eine Aufstellung verschiedener Lichtverhältnisse mit den typischen Werten der Lichtstärke in Lux [25].

Zu beachten ist allerdings, dass der Ausgangsstrom von Fotosensoren neben der Lichtintensität auch vom Wellenlängenbereich des Lichtes, der Umgebungstemperatur und dem Einfallswinkel abhängig ist (siehe Abschnitt 2.1).

Das Frequenzverhalten des Prozesses ist eine der größten Unbekannten. Um die Flexibilität groß zu halten, wird daher die Bandbreite des Messverstärkers - bei vertretbarem Aufwand - zunächst so groß wie möglich gewählt. Im Rahmen einer späteren Optimierung kann diese dann entsprechend der Charakteristika des Prozesses verkleinert werden, um andere Systemeigenschaften - wie zum Beispiel die Rauschperformance - zu verbessern.

In enger Verbindung zur „Analog-Bandbreite“ des Systems steht die Abtastrate der Digitalisierungseinheit. Dabei liegt der Fokus vor allem auf der Auflösbarkeit der Frequenzanteile des gemessenen Signals, die Wahl einer passenden Sampling-Rate des ADC-Moduls ist unter anderem Gegenstand von Kapitel 5.

In Tabelle 3.2 sind Systemanforderungen, die sich in der Praxis als sinnvoll erwiesen haben, zusammengefasst.

3.3 Systemkonzept

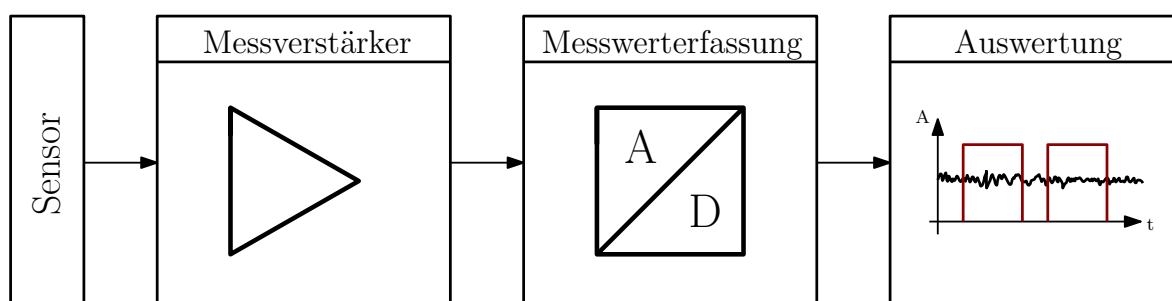


Abbildung 3.2: Blockschaltbild des gesamten Messsystems

Das aufgrund der beschriebenen Anforderungen aufgestellte Konzept des Messsystems sieht einen Aufbau, bestehend aus vier Funktionsblöcken, vor (Sensor, Messverstärker, Messwerterfassung und Auswertung).

Abbildung 3.2 zeigt den grundsätzlichen Aufbau des Messsystems, welches in seiner Struktur im Prinzip der in Abschnitt 3.1 diskutierten Messkette entspricht.

1. Sensor Der Sensor übernimmt die eigentliche Aufgabe der Signalwandlung. Wie in Abschnitt 2.1 erläutert, eignen sich Fotodioden am besten für die Erfassung von optischen Signalen mit Intensitätsschwankungen von vergleichsweise hoher Frequenz.

Die Montage der Sensoren erfolgt wahlweise intern (im Gehäuse der Messelektronik) oder extern, was - wie in Abschnitt 4 näher erläutert wird - verschiedene Vor- und Nachteile mit sich bringt.

2. Messverstärker Der Messverstärker ist das Kern-Element des Systems und für die Aufbereitung der Sensorsignale zuständig.

Der Verstärker umfasst vier optische Eingänge, wobei zwei davon für die externe und zwei für die interne Montage der Fotodioden vorgesehen sind. Die Empfindlichkeit der einzelnen Kanäle ist dabei in drei Stufen einstellbar.

Die analogen Ausgangssignale werden über ein geschirmtes Kabel zu einem Messwerterfassungsmodul weitergeführt. Für die detaillierten Anforderungen an die Verstärkerelektronik sei auf Tabelle 4.2 in Abschnitt 4 verwiesen.

3. Messwerterfassung Die Digitalisierung der Messsignale findet in einem separaten Messwerterfassungsmodul statt. Als Eingangssignale dienen dabei die vom Messverstärker kommenden Ausgangssignale. Das resultierende, digitale Signal wird über eine entsprechende Schnittstelle an einen PC weitergereicht, wo eine Software für die Steuerung der Messung und die Speicherung der Daten sorgt. Neben der Digitalisierung der eigentlichen Messsignale des Verstärkers ist die zusätzliche Erfassung von analogen und digitalen Signalen vorgesehen. Das macht auch eine automatisierte Messung über ein entsprechendes Trigger-Signal möglich. Auswahl und Eigenschaften dieses Moduls werden in Kapitel 5 näher erläutert.

4. Auswertung Die Auswertung erfolgt vollkommen unabhängig von der eigentlichen Messung und nachdem diese abgeschlossen ist, also „offline“.

Eine „Toolbox“ bietet Möglichkeiten zum Laden der erfassten Messdaten und erlaubt die Betrachtung der Signale aus unterschiedlichen „Blickwinkeln“.

Der Aufbau dieser „Toolbox“ ist Gegenstand von Kapitel 6.

Kapitel 4

Messverstärker

In diesem Kapitel wird näher auf den Aufbau des Messverstärkers eingegangen. Der Messverstärker dient zur Aufnahme der beim Prozess entstehenden optischen Signale. Diese werden in ein elektrisches Signal - in diesem Fall in eine elektrische Spannung - umgewandelt, um anschließend weiterverarbeitet werden zu können.

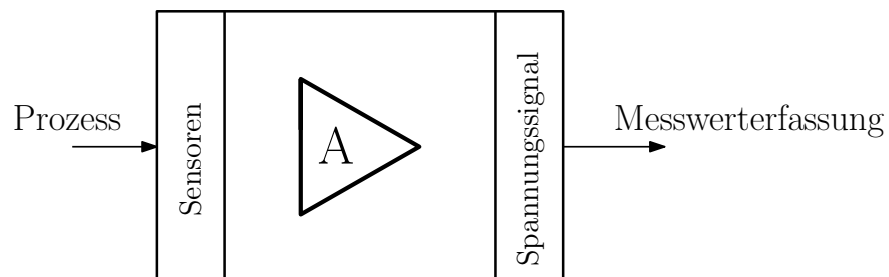


Abbildung 4.1: Messverstärker als Funktionsblock

4.1 Anforderungen an den Messverstärker

Die Anforderungen an den Messverstärker ergeben sich einerseits durch die Schnittstellen zum Gesamtsystem und andererseits durch die Umgebung, in der dieser eingesetzt wird.

Die Schnittstellen zum Messsystem bilden auf der einen Seite die optische Anbindung an den Prozess und auf der anderen Seite die Verbindung zum Messwerterfassungssystem. Da das Messsystem in industrieller Umgebung betrieben werden soll, muss auch der Messverstärker mechanisch und elektronisch eine gewisse Robustheit aufweisen.

Folglich kann man die Anforderungen also in mechanische und elektrische Anforderungen unterteilen.

Stufe	Messbereich	Bandbreite
1	16 - 4000 lx	300 kHz
2	0,8 - 200 lx	300 kHz
3	0,1 - 20 lx	50 kHz

Tabelle 4.1: Messbereiche und Bandbreite

4.1.1 Anforderungen an die Elektronik

Von dem zu beobachtenden Prozess bzw. der davon ausgehenden optischen Strahlung sind die Parameter (wie Frequenzbereich und Intensität) nur grob bekannt. Diese Problematik wurde bereits bei der Konzipierung des Gesamtsystems in Abschnitt 3.2 thematisiert und betrifft auch die exakte Festlegung der elektrischen Anforderungen an den Messverstärker. In Kapitel 3 wurde bereits eine erste Aussage über den erforderlichen Messbereich getroffen. Im Folgenden werden nun konkrete, umsetzbare Anforderungen an die Verstärkerelektronik - vor allem in Bezug auf Bandbreite, Messbereich und anpassbare Verstärkung - aufgestellt. Außerdem müssen auch Höhe von Signalpegeln und Versorgungsspannung definiert werden.

Um insgesamt eine höhere Messdynamik zu erreichen, soll der Verstärkungsfaktor V aus Gleichung 3.1 in drei Stufen variiert werden können. Dadurch entstehen wiederum drei Messbereiche mit hoher, mittlerer und niedriger Empfindlichkeit.

Wie in Abschnitt 2.2.1 erläutert, muss bei analogen Messverstärkern allerdings stets ein Kompromiss zwischen Bandbreite und Verstärkungsfaktor eingegangen werden. Tabelle 4.1 zeigt die letztendlich - basierend auf Erfahrungswerten - festgelegten Anforderungen.

Die Forderungen an die Signalpegel der Ausgangssignale ergeben sich direkt aus der Schnittstelle zum Gesamtsystem. In diesem Fall ist der Eingangsbereich des Messwert-Erfassungs-Moduls maßgeblich.

Im industriellen Bereich ist eine 24 Volt Versorgung gängig und in vielen Fällen bereits vorhanden. Es ist also sinnvoll, sich auch hier an diese Konvention zu halten.

4.1.2 Mechanische und elektromechanische Anforderungen

Für den Einsatz im industriellen Bereich muss das System eine entsprechende, mechanische Robustheit aufweisen. Um leicht in eine Anlage oder Maschine integriert werden zu können, sollte das Messsystem außerdem so kompakt wie möglich sein. Zusätzlich muss eine hinreichende Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störungen gegeben sein. Das kann unter anderem durch die Berücksichtigung der in [1] vorgestellten Schirm-, Masse- und Erdkonzepte gewährleistet werden.

Die Verbindung zum Messwert-Erfassungs-Modul soll über ein Koaxialkabel erfolgen - die Ausgangssignale müssen daher über einen passenden Steckverbinder abgegriffen werden können. Eine weitere wichtige Anforderung betrifft die optische Anbindung an den zu beobachtenden

MECHANIK	
Gehäuse	robust (z.B.: Aluminium Guss), EMV dicht (Schirmwirkung), staubdicht
Abmessungen	möglichst kompakt
Signalausgänge	steckbar, staubdicht
ELEKTRONIK	
Verstärkung	einstellbar in drei Stufen
Bandbreite	50 - 300 kHz (je nach Verstärkung)
Versorgungsspannung	24V DC
Signalpegel d. Ausgangssignale	0 - 10 V

Tabelle 4.2: Zusammenfassung der Anforderungen

Prozess - wofür es prinzipiell zwei Möglichkeiten gibt.

Eine Variante ist die direkte, prozessseitige Anbringung der Sensoren und deren Verbindung mit der Messelektronik über ein geeignetes Kabel. Das macht das System allerdings anfällig für elektromagnetische Störungen, ist aber dafür relativ kostengünstig. Die zweite Variante ist die Montage der Sensoren innerhalb des Verstärkergehäuses und die Anbindung über eine geeignete Glasfaser.

Um bei der prozessseitigen Integration flexibel zu bleiben, soll sowohl die externe Montage der Photosensoren als auch die Anbindung über eine Lichtleitfaser möglich sein.

Insgesamt sollen also vier Kanäle - zwei für die Integration über Lichtleitfasern und zwei zur direkten Integration der Sensoren - vorgesehen werden.

In Tabelle 4.2 sind die Systemanforderungen nochmals zusammengefasst.

4.2 Konzeption des Messverstärkers

In diesem Abschnitt wird die konzeptionelle Umsetzung der im Abschnitt 4.1 aufgestellten Anforderungen beschrieben. Dabei können im Wesentlichen drei Schwerpunkte gesetzt werden:

1. Auswahl der Sensoren
2. Mechanik und Schnittstellen
3. Elektronik

4.2.1 Auswahl der Sensoren

Wie bereits in Abschnitt 2.1 gezeigt, eignen sich Photodioden am besten zur Erfassung vergleichsweise hochfrequenter optischer Signale. Bei der Auswahl der passenden Diode sind verschiedenste Parameter zu berücksichtigen - die wichtigsten sind dabei

Risetime Die Risetime bestimmt die maximal erfassbare Frequenz, mit welcher Intensitätsänderungen des Lichts erfasst werden können. Die verwendete Diode muss in der Lage sein, Lichtsignale im Frequenzbereich von 0 - 300 kHz in elektrische Ströme umzuwandeln. Unter der Annahme eines Systems erster Ordnung kann über die maximale Frequenz $f_{BW} = 300\text{kHz}$ die minimal benötigte Anstiegszeit nach $t_{r,\max}$ [15] zu

$$t_{r,\max} \approx \frac{0,35}{BW} = 1,17\mu s \quad (4.1)$$

berechnet werden.

Spektraler Empfindlichkeitsbereich Jede Photodiode weist für unterschiedliche Wellenlängen unterschiedliche Empfindlichkeiten auf. Der Wellenlängenbereich des Lichtes, in dem die Photodiode empfindlich ist, definiert das erfassbare optische Spektrum des Prozesses. Die untere und obere Wellenlänge des Empfindlichkeitsbereichs werden üblicherweise mit einem Absinken der spektralen Empfindlichkeit auf unter 10 % des Maximalwertes definiert.

Für den betrachteten Prozess ist sowohl der Bereich des sichtbaren Lichtes (380 - 780 nm) als auch ein Teil des nahen infraroten Spektrums von Interesse (780 - 1400 nm).

Kapazität Interessant ist auch die Sperrschichtkapazität der Photodiode, die einen wesentlichen Einfluss auf die Bandbreite der folgenden Verstärkerschaltung hat, worauf in Abschnitt 4.4.1 näher eingegangen wird. Wünschenswert ist eine möglichst kleine Kapazität. Durch das Anlegen einer Spannung in Sperrrichtung („reverse-biased“ Betrieb) kann diese verringert werden, was allerdings wiederum Einfluss auf Dunkelstrom und Rauschverhalten der Diode hat. Großflächige Dioden haben, bedingt durch ihren Aufbau, auch eine große Sperrschichtkapazität (siehe Abschnitt 2.1.4). Erfahrungswerte zeigen, dass gute Werte für die resultierende Eingangskapazität bei $C_0 \leq 5\text{pF}$ liegen.

Photoempfindlichkeit Die Photoempfindlichkeit ist ein Maß für die Lichtempfindlichkeit der Diode. Prinzipiell sind hohe Empfindlichkeiten wünschenswert, denn je unempfindlicher die Diode, desto höher die erforderliche Verstärkung und das damit unvermeidbare Rauschen.

In Tabelle 4.3 werden drei Photodioden miteinander in ihren wesentlichen Eigenschaften verglichen.

Parameter	Beschreibung	BPX61	BPX63	BPX65
$S \left(\frac{nA}{lx}\right)$	mittlere Photoempfindlichkeit	50	8	5,5
λ (nm)	Spektraler Empfindlichkeitsbereich	400 bis 1100	350 bis 1100	350 bis 1100
A (mm ²)	bestrahlungsempfindliche Fläche	7,0	0,97	1,0
$I_R(nA)$	Dunkelstrom	30	20	5
$t_r(ns)$	Risetime	20	1300	12
$C_0(pF)$	Sperrschichtkapazität	72	100	11

Tabelle 4.3: Vergleich unterschiedlicher Photodioden

BPX63 weist im Vergleich zu den anderen zwei Dioden schlechte Werte auf. Mittlere Photoempfindlichkeit bei hoher Eingangskapazität schließen dieses Modell aus. BPX61 weist - bedingt durch die vergleichsweise große Fläche - eine hohe Photoempfindlichkeit auf, was aber auch eine vergleichsweise hohe Eingangskapazität nach sich zieht. BPX65 ist zwar wesentlich unempfindlicher, weist dafür aber gute Werte von C_0 und t_r auf. Da vor allem auf hohe Bandbreite Wert gelegt wird, ist BPX65 den anderen Photodioden vorzuziehen.

4.2.2 Mechanik

Um den gegebenen Anforderungen in puncto Robustheit und Kompaktheit gerecht zu werden, ist als Gehäuse ein staubdichtes Aluminiumgehäuse der Firma „Roze“ gewählt worden. Mit seinen Außenabmessungen von 160 mm × 100 mm × 80 mm ist es entsprechend kompakt - außerdem sind bereits Bohrungen zur Montage (zum Beispiel an einer Schalttafel) vorgesehen.

Es sind insgesamt vier optische Kanäle vorgesehen, wobei zwei davon für die Montage externer Photodioden konzipiert sind. Für die restlichen zwei Kanäle werden interne (also innerhalb des Gehäuses angebrachte) Photodioden verwendet - die Anbindung an den Prozess erfolgt in diesem Fall über Lichtleitfasern. Dazu wird am Gehäuse ein entsprechender Adapter angebracht, der eine Integration dieser Faser erlaubt, sowie die Montage von Blenden und Filter ermöglicht.

Um eine einfache Installation des Systems zu ermöglichen, werden alle elektronischen Verbindungen (mit Ausnahme der extern montierten Dioden) steckbar ausgeführt. Der Anschluss der Koaxialkabel zur Übertragung der Ausgangssignale erfolgt dabei über BNC¹ Steckverbindungen. Für den Anschluss der Spannungsversorgung ist ein DIN² Stecker vorgesehen, der auch den Anschluss eines geschirmten Kabels ermöglicht, um eventuelle

¹Koaxialstecker-Bauform benannt nach den Erfindern Neill und Concelman [26]

²Steckverbindung nach der Norm DIN 41524

elektromagnetische Störeinflüsse zu minimieren.

Zum Einstellen der Verstärkungsfaktoren sind am Gehäuse angebrachte Kippschalter vorgesehen. Jeder Schalter hat drei Stellungen (für niedrige, mittlere und hohe Verstärkung) für jeden Kanal ist je ein Schalter vorgesehen, um die Verstärkungen der einzelnen Kanäle individuell einstellen zu können.

Zusammengefasst sind also folgende mechanische Komponenten vorgesehen, Abbildung 4.2 zeigt eine Skizze des geplanten Aufbaus:

- vier BNC-Stecker für die Ausgangssignale (X5 - X8)
- vier Verstärkungsumschalter (S1 - S4)
- Versorgung 24 V, geschirmt (X9)
- zwei Faseradapter (X3, X4)
- zwei Kabeldurchführungen für externe Dioden (X1, X2)

4.2.3 Elektronik

Für die Messelektronik wird eine Leiterplatte gefertigt, die sich in das vorgesehene Gehäuse integrieren lässt.

Die Elektronik ist das Herzstück des Messverstärkers und übernimmt die eigentliche Aufgabe der Signalwandlung und Verstärkung. Um den beschriebenen Anforderungen gerecht zu werden, wird die Elektronik eigens dafür entwickelt. Das erfolgt in mehreren Schritten:

1. Schaltungsentwurf Dabei geht es zunächst um den Entwurf der Schaltungsstruktur als Blockschaltbild. Danach wird ein Schaltplan erstellt, indem alle abstrakten Funktionsblöcke aus dem Blockschaltbild (Abbildung 4.3) durch realisierbare Baugruppen ersetzt werden.

2. Dimensionierung Ist der Schaltplan erstellt, müssen alle Komponenten dimensioniert werden. Für passive Bauelemente wie Widerstände, Kondensatoren und Spulen muss ein passender Wert gefunden werden, für aktive Bauelemente (wie zum Beispiel integrierte Schaltkreise) muss ein konkreter Baustein festgelegt werden.

3. Layout Stehen alle Bauteile in ihrem Typ und Wert fest, kann der Schaltplan in ein fertigbares Layout übergeführt werden. Im Rahmen des Layout-Prozesses werden alle erforderlichen Unterlagen erstellt, auf deren Basis die Leiterplatte gefertigt werden kann.

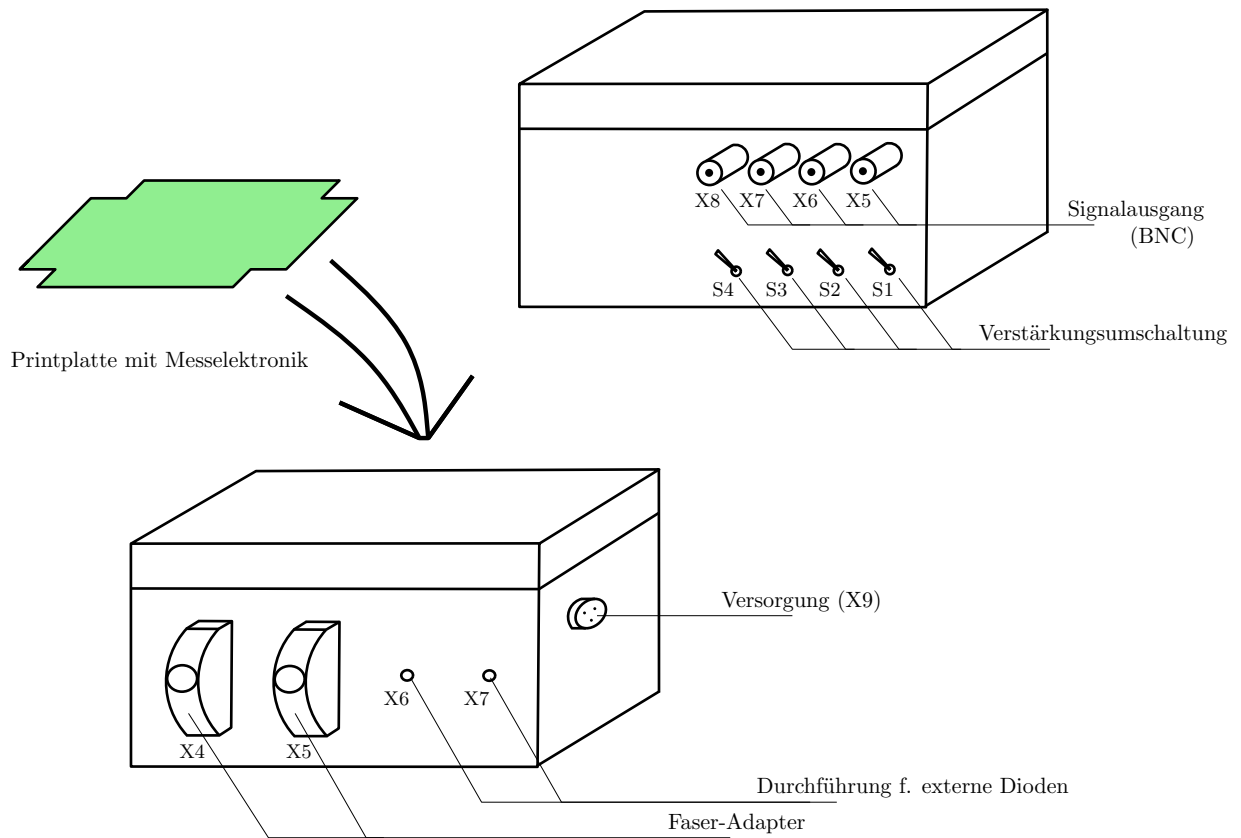


Abbildung 4.2: Prinzipskizze des Messverstärkers

4. Fertigung und Aufbau Nach Erstellung des Layouts muss die Leiterplatte gefertigt und anschließend mit den richtigen Komponenten bestückt werden. Ein Funktionstest mit Messungen des realen Aufbaus schließt den Prozess der Elektronikentwicklung ab.

Diese Aspekte werden in den folgenden Abschnitten näher erörtert.

4.3 Schaltungsentwurf

Um die aufgestellten Anforderungen erfüllen zu können - und vor allem das Einstellen unterschiedlicher Verstärkungsfaktoren zu ermöglichen - ist die Entscheidung auf einen zweistufigen Aufbau des Verstärkers gefallen.

Das Diodensignal wird zunächst von einem Transimpedanzverstärker (siehe Kapitel 2.2.2) in ein elektrisches Spannungssignal umgewandelt und verstärkt. Ein Nachverstärker ist für die weitere Verstärkung des Ausgangssignals zuständig - dabei ist der Verstärkungsfaktor

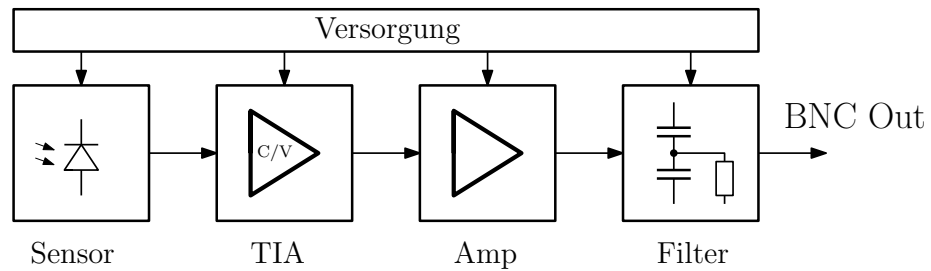


Abbildung 4.3: Blockschaltbild der Verstärkerschaltung

variabel und in drei Stufen einstellbar.

Neben dem eigentlichen Verstärker bildet auch der Versorgungsblock einen wesentlichen Bestandteil der Schaltung. Dieser muss für alle verwendeten Komponenten die passende Spannung bereitstellen und ausreichend Strom liefern. Außerdem ist eine hinreichende Unempfindlichkeit gegen äußere Störeinflüsse erforderlich, sodass zu jedem Zeitpunkt eine störarme Versorgungsspannung vorherrscht und der reibungslose Betrieb der Schaltung möglich ist. Den Abschluss bildet ein Ausgangsfilter, das, je nach Bestückung, eine Anpassung an die jeweilige Ausgangslast erlaubt bzw. die Ausgangsstufe vor Überlastung schützt. In Abbildung 4.3 ist ein Blockschaltbild der Gesamtschaltung zu sehen.

4.3.1 Realisierung der einzelnen Komponenten

Um zu einer konkreten Schaltung zu gelangen, muss jeder einzelne Funktionsblock in realisierbare Komponenten umgesetzt werden.

Zur Realisierung von Verstärkern gibt es verschiedenste Möglichkeiten. Die Verwendung von fertigen integrierten Verstärkerschaltkreisen ist genau so denkbar wie der diskrete Aufbau aus einzelnen Transistoren. Den hier gewählten Mittelweg bilden Operationsverstärker, die den Vorteil haben, dass deren Eigenschaften wie Frequenzverhalten, Rauschen und Verstärkung genau spezifiziert sind. Die Gesamtfunktion des Verstärkers ergibt sich allerdings erst aus dessen Beschaltung (siehe Abschnitt 2.2.1), was OPV's zu einem universell einsetzbaren Schaltungselement macht.

Auch bei der Umsetzung der Spannungsversorgung wird auf fertige Bausteine wie DCDC Konverter zurückgegriffen, die eine Gleichspannung in eine andere umwandeln.

Photodiode

Es gibt verschiedene Möglichkeiten zum Betrieb von Photodioden in Kombination mit TIA's. Der „reverse-biased“ Betrieb bringt unter anderem den Vorteil einer reduzierten Diodenkapazität (siehe Abschnitt 2.1.4).

Die dafür benötigte Spannung sollte so störungsfrei wie möglich sein und wird aus diesem Grunde aus der Referenz-Versorgungsquelle bezogen, die auch die benötigte Spannung zum

Offset-Abgleich der OPV's liefert. Als Referenzspannungsquelle werden zwei Referenzdioden in Kombination mit entsprechenden Widerständen verwendet.

Transimpedanzverstärker

Die erste Stufe wird durch einen klassischen Transimpedanzverstärker gebildet (siehe Abschnitt 2.2.2). Dieser wandelt den sehr kleinen Diodenstrom in eine elektrische Spannung um. Der Verstärkungsfaktor und die Bandbreite werden im Wesentlichen durch den Widerstand und die Kapazität in der Rückführung sowie den Eigenschaften des OPV's bestimmt. Eine der nicht-idealen Eigenschaften eines OPV's ist zusätzlich dessen Offsetspannung. Um diese Fehlergröße kompensieren und gleichzeitig eine eventuell beabsichtigte Offset-Spannung des gesamten Verstärkers einstellen zu können, wird zusätzlich ein Potentiometer zur Offset-Kompensation vorgesehen.

Nachverstärker

Da der TIA aufgrund seines Aufbaues ein invertiertes Ausgangssignal liefert muss auch der Nachverstärker invertierendes Verhalten aufweisen, um am Ausgang wieder ein positives Signal zu erhalten. Die Realisierung erfolgt daher mit einem Operationsverstärker in invertierender Grundschialtung (siehe Abschnitt 2.2.1).

Durch das Zu- und Wegschalten von Widerständen lässt sich der Verstärkungsfaktor verändern. Dies erfolgt unter Einsatz elektronischer Schalter, die sich in verschiedenen Formen realisieren lassen.

Versorgung

Die Spannungsversorgung ist ein fundamentales Element der Schaltung und beeinflusst alle Baugruppen, die damit versorgt werden. Es muss also sichergestellt sein, dass nicht nur die Ausgangsspannung innerhalb der Toleranzgrenzen liegt und genügend Strom bereitgestellt werden kann, sondern es muss auch eine entsprechende Filterung vorgesehen werden, die unerwünschte Störungen bereinigt.

Grundsätzlich werden zwei getrennte Versorgungen für Analogteil und Umschaltmechanismus vorgesehen.

Da die Operationsverstärker (IC_1 und IC_2) bipolar zu versorgen sind, wird ein DCDC Konverter (U_1) benötigt, der aus der Eingangsspannung eine entsprechende, bipolare Ausgangsspannung erzeugt. Störungsarme, effiziente DCDC Wandler sind in ihrem Aufbau relativ komplex - daher wird auf ein bereits vorgefertigtes Modul zurückgegriffen, welches in die Schaltung integriert wird.

DCDC Konverter erzeugen aufgrund ihres Aufbaus zumeist ein störungsbehaftetes Ausgangssignal. Gerade für den Analogteil ist aber eine möglichst saubere und störungsfreie Versorgungsspannung wichtig. Aus diesem Grund werden - wie im Schaltplan gezeigt (siehe

Abbildung 4.4) - dem DCDC-Wandler zwei LC Filter (L_2, C_4 und L_3, C_5) in Kombination mit zwei Linearreglern (U_3 und U_4) nachgeschaltet. Ein Kondensator und eine Ferritperle am Ausgang der Linearregler (L_4, C_6 und L_5, C_7) sorgen für zusätzliche Filterung, wobei vor allem Ferritperlen ein sehr gutes Mittel zur Reduktion von „Bursts“ auf der Versorgungsleitung sind [16].

Im Gegensatz zum analogen Schaltungsteil ist die Versorgung der Bereichsumschaltung eher unkritisch. Daher reduziert sich die Filterung in diesem Fall auf Kondensatoren und Ferritperle (L_6 und C_8).

Ein Filter am Eingang der DCDC Wandler (C_2, L_1 und C_3) dient einerseits dem Fernhalten von Störungen vom Eingang und bereinigt andererseits die vom Wandler selbst verursachten Störungen. Dies ist notwendig, um auch bei einer längeren Versorgungsleitung die emittierten elektromagnetischen Störungen im Rahmen zu halten.

4.3.2 Schaltplan

Setzt man die einzelnen Blöcke zusammen, so lässt sich daraus ein Schaltplan für den gesamten Verstärker erstellen. Davon ausgehend können die einzelnen Komponenten dimensioniert und anschließend ein Layout zur Fertigung einer Leiterplatte erstellt werden. Abbildung 4.4 zeigt den fertigen Schaltplan.

4.4 Dimensionierung und BauteilAuswahl

Im Rahmen der Dimensionierung wird der Schaltplan weiter konkretisiert indem, für die einzelnen Bauteile entsprechende Werte festgelegt bzw. konkrete Schaltkreise oder Module bestimmt werden, die die jeweilige Aufgabe erfüllen.

Die Dimensionierung der Schaltung erfolgt entsprechend der aus dem Blockschaltbild abgeleiteten Funktionsblöcke bzw. Baugruppen, also TIA, Nachverstärker und Versorgung. Die tatsächlichen Werte der Bauelemente des Anpass-Netzwerkes werden - falls notwendig - nach Aufbau und Inbetriebnahme des Messverstärkers bestimmt.

4.4.1 TIA

Zur Dimensionierung des TIA's muss zunächst ein geeigneter OPV (IC_1) gewählt werden. Danach müssen Werte für Kapazität (C_1) und Widerstand (R_1) gefunden werden, die einen stabilen Betrieb der Schaltung bei entsprechender Verstärkung und Bandbreite erlauben.

OPV Auswahl

Für die Wahl des passenden Operationsverstärkers sind mehrere Parameter von Bedeutung. Im Folgenden findet sich eine Aufstellung der zur Dimensionierung herangezogener Größen:

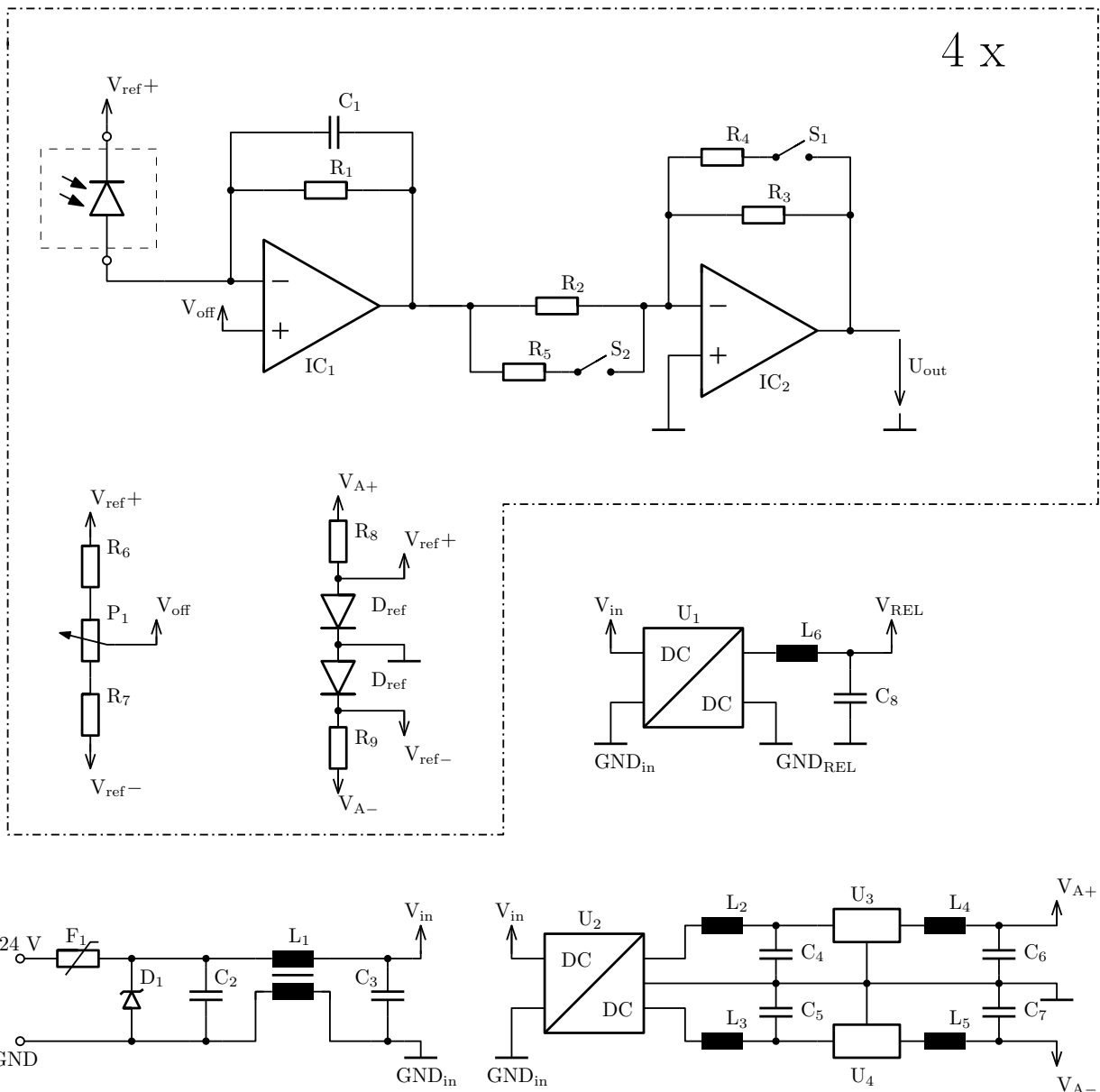


Abbildung 4.4: Schaltplan des Messverstärkers

Bandbreite Der Operationsverstärker muss eine entsprechende Verstärkungsbandbreite aufweisen, um bei der geforderten Bandbreite stabil betrieben werden zu können (siehe Abschnitt 2.2.2). Dafür ist eine passende Kapazität im Rückkoppelzweig erforderlich, worauf im Abschnitt „Eingangskapazität“ näher eingegangen wird. Die erforderliche Bandbreite kann entweder rechnerisch (mit Gleichung 2.26) bestimmt oder mit Hilfe einer geeigneten Schaltungssimulation ermittelt werden.

Offset-Spannung und Bias-Strom Die Offsetspannung des OPV's spiegelt sich am Ausgang des TIA's als Verschiebung von dessen Ausgangsspannung wieder. Das wiederum beeinflusst das Ausgangssignal des Nachverstärkers und somit der gesamten Schaltung. Diese Offset-Spannung kann relativ einfach durch eine Spannung $\neq 0$ am nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers - über das Potentiometer P1 - kompensiert werden. Problematisch ist aber der Bias-Strom, der in den nicht-invertierenden Eingang des OPV's hineinfließt und somit den sehr geringen Diodenstrom beeinflusst. Bei der Auswahl ist also auf einen Verstärker mit geringem Bias-Strom zu achten.

Ausgangsspannungsbereich Ein möglichst weiter Aussteuerbereich ist notwendig, um ein Übersteuern des Verstärkers bei starker Beleuchtung der Photodiode zu verhindern. Außerdem ist zu beachten, dass der TIA in der vorliegenden Konfiguration ein invertiertes Ausgangssignal liefert, das wiederum vom Nachverstärker invertiert wird.

Rauschen Es kann prinzipiell zwischen Spannungs- und Stromrauschen unterschieden werden. Im Falle des Transimpedanzverstärkers ist das Stromrauschen am invertierenden Eingang besonders kritisch, da es durch den hohen Widerstand in der Rückführung verstärkt wird.

Auch das Spannungsrauschen ist nicht zu vernachlässigen und vor allem am nicht-invertierenden Eingang des OPV's von Bedeutung. Operationsverstärker mit geringem Spannungs- und Stromrauschen sind kaum zu finden - es muss also ein passender Kompromiss getroffen werden.

Mehrere Schaltkreise erfüllen dieses Profil - außerdem fließen in die Überlegungen zur endgültigen Festlegung eines Bausteines auch Punkte wie Verfügbarkeit, Preis und Erfahrungswerte mit dem Baustein bzw. dessen Hersteller mit ein.

Die endgültige Entscheidung fällt auf den OPA132 von Texas Instruments. Durch die FET³ Eingangsstufe wird ein sehr kleiner Bias-Strom erreicht, womit sich der OPV mit seinen Eigenschaften in Tabelle 4.4 gut für den Einsatz als Transimpedanzverstärker eignet.

Verstärkung

Die Leerlaufverstärkung des Transimpedanzverstärkers ist durch den Widerstand in der Rückführung über

$$V = -\frac{1}{R_1} \quad (4.2)$$

gegeben (siehe Abschnitt 2.2.2).

³FET = field-effect transistor

Parameter	Wert
Verstärkungsbandbreite	8 MHz
Bias-Strom	50 pA
Offsetspannung	500 μ V
Spannungsrauschen	8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Stromrauschen	3 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Versorgungsspannung	$\pm 2.5 - \pm 18$ V
Geradeausverstärkung	130 dB

Tabelle 4.4: OPA 132 Eigenschaften

Dabei ist zu beachten, dass zusammen mit der Rückführungskapazität C_1 parallel zum Widerstand ein Tiefpass 1. Ordnung gebildet wird, der die Bandbreite beschränkt und dessen Übertragungsfunktion H_{TP} und Grenzfrequenz f_g durch

$$H_{TP} = \frac{1}{1 + j \omega R_1 C_1} \quad f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (4.3)$$

gegeben sind.

Jeder reale Widerstand weist eine parasitäre Kapazität von einigen 100 fF auf - außerdem ist eine gewisse Kapazität im Rückkoppelzweig zur Stabilisierung der Schaltung unerlässlich. Genau das muss bei der Wahl des Widerstandswertes berücksichtigt werden, um die erforderliche Bandbreite zu erreichen. Da die Beschaltung des TIA für alle drei Verstärkungsfaktoren gleich ist, muss aus Tabelle 4.1 die maximale Bandbreite von 300 kHz erreicht werden. Ein guter Kompromiss wird durch den Widerstandswert 261 k Ω aus der E-Reihe⁴ gebildet, wodurch sich mit Gleichung 4.3 Verstärkung V und Bandbreite B (bei einer zunächst angenommenen Kapazität C_1 von 2 pF) zu

$$V = -261 \frac{\text{mV}}{\mu\text{A}} \quad B = 300 \text{ kHz} \quad (4.4)$$

errechnen. Auf die Dimensionierung der Kapazität wird im folgenden Abschnitt genauer eingegangen.

Eingangskapazität

Die Eingangskapazität des Transimpedanzverstärkers wird durch die Kapazität der Photodiode und der Eingangskapazität des Operationsverstärkers selbst gebildet. Zusammen mit

⁴Mit der E-Reihe wird eine genormte Folge von Werten elektrischer Bauelemente bezeichnet [8]

dem Operationsverstärker entsteht (nach Gleichung 2.21) ein schwingfähiges System mit einem Dämpfungsgrad ξ von

$$\xi = \frac{(2\pi C_1 R_1 f_T + 1)}{4\pi f_T} \sqrt{\frac{2\pi f_T}{R_1 (C_1 + C_i)}}. \quad (4.5)$$

Bei sonst fixen Werten nimmt damit das Schwingen mit abnehmenden C_1 zu.

Um das zu verhindern, muss die Eingangskapazität durch eine entsprechende Kapazität $C_f \neq 0$ im Rückkoppelzweig kompensiert werden. Es gibt mehrere Möglichkeiten, den Wert dieser Feedback-Kapazität zu bestimmen. Ein Weg führt, wie in Abschnitt 2.2.2 gezeigt, über die Berechnung der Schaltung unter Berücksichtigung der nicht-idealen Eigenschaften des OPV's. Aufgrund diverser Vereinfachungen, die getroffen werden müssen, um den Berechnungsaufwand im Rahmen zu halten, kommt man zwar zu keinem exakten Ergebnis, erhält aber eine gute Abschätzung.

Eine weitere Möglichkeit bildet die Analyse der Schaltung unter Verwendung eines SPICE⁵ Simulationstools. Das hierzu verwendete Tool ist LTSpice[®] von LinearTechnology[®]. Dabei können von den jeweiligen Herstellern der einzelnen Bauteile zur Verfügung gestellte Modelle eingebunden werden, um eine möglichst realitätsnahe Simulation durchführen zu können.

LTSpice bietet verschiedenste Simulationsmöglichkeiten - die hier durchgeführten Simulationen beschränken sich auf die Analyse im Frequenzbereich. Das Ergebnis ist ein Bode-Diagramm, das Frequenz- und Phasengang enthält. Durch das Variieren des Kapazitätswertes kann dessen Einfluss auf die Überhöhung im Amplitudengang betrachtet werden. Das erlaubt eine gute Abschätzung der benötigten Kapazität in der Rückführung.

In Abbildung 4.5 ist das Resultat einer entsprechenden Simulation des Transimpedanzverstärkers zu sehen. Dabei wurde eine Frequenzanalyse für verschiedene Werte von C_1 - der Kapazität im Rückkoppelzweig - durchgeführt.

Ist keine Kapazität vorhanden, zeigt sich eine starke Überhöhung des Amplitudenganges bei etwas über einem MHz - die Schaltung neigt zum Schwingen. 0,2 pF ist ein typischer Wert für die parasitäre Kapazität eines SMD Widerstandes in der verwendeten 0805 Bauform [8]. Die Überhöhung ist nicht mehr so ausgeprägt, aber dennoch vorhanden. 2 pF ist der für die Kapazität des Kondensators gewählte Wert. Dabei ist zu erkennen, dass es zu keiner Überhöhung mehr kommt und die Bandbreite den gegebenen Anforderungen von 300 MHz entspricht.

Es ist allerdings zu beachten, dass sowohl Berechnung als auch Simulation jeweils nur eine Abbildung der Realität darstellen. Parasitäre Effekte wie die Kapazitäten und Induktivitäten der Widerstände selbst oder der Leiterplatte in Verbindung mit konkretem Layout und Aufbau werden dabei nicht berücksichtigt. Die endgültige Festlegung bzw. Optimierung der Bauteilwerte kann also erst nach Aufbau und Messung der fertigen Schaltung getroffen werden.

⁵SPICE = **S**imulation **P**rogram with **I**ntegrated **C**ircuit **E**mphasis

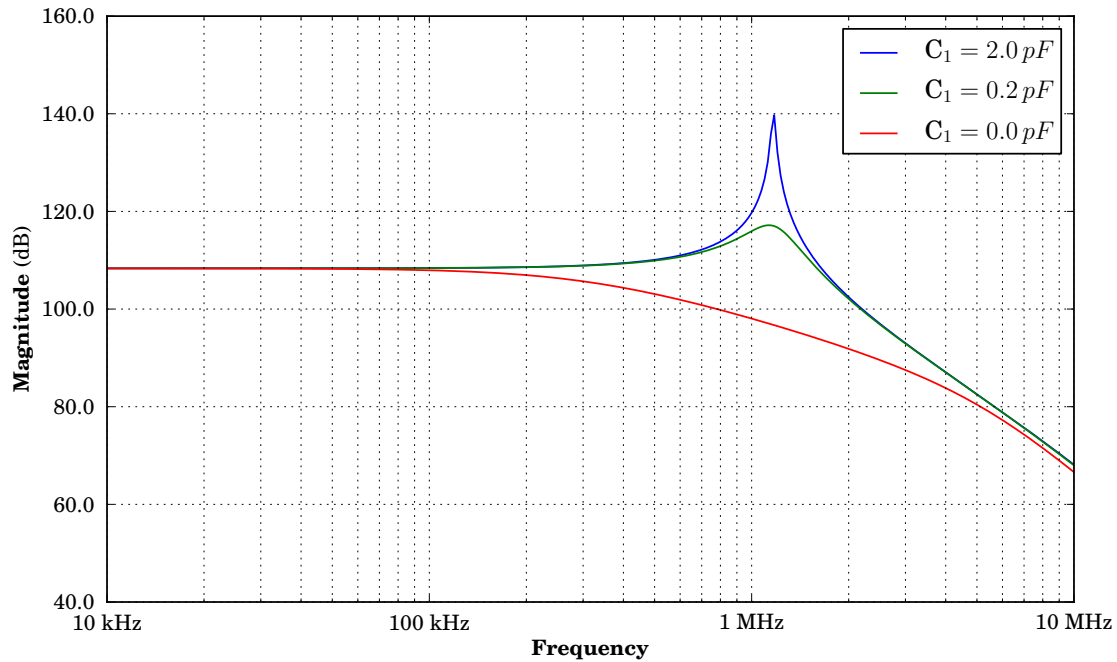


Abbildung 4.5: Simulation des Amplitudenganges des TIA's

Referenzspannung und Offsetabgleich

Die Schaltungsstruktur sieht als Referenzspannungsquelle zwei Dioden in Kombination mit den passenden Vorwiderständen vor. Kriterien für die Auswahl einer passenden Diode sind neben Spannung und maximalen Diodenstrom auch hohe Genauigkeit und geringe Temperaturabhängigkeit. Die Dimensionierung der Widerstände (R_8 und R_9) erfolgt aufgrund des minimal erforderlichen Diodenstromes und des zu erwarteten maximalen Laststromes sowie der Versorgungsspannung

$$R_8 = R_9 = \frac{V_{CC} - V_{Diode}}{I_z + I_L}. \quad (4.6)$$

Dabei wird mit I_z der Strom durch die Diode (D_{ref}) und mit I_L der Laststrom bezeichnet. Je höher der Querstrom ($I_z + I_L$) desto höher auch der mögliche Laststrom. Die Referenzspannungsquelle hat die Spannung zum Offsetabgleich sowie die Bias-Spannung für die Photodioden zu liefern. Um auch eine entsprechende Reserve zu haben, wird der maximale Laststrom (pro Quelle) auf 1mA festgelegt. Das führt mit Gleichung 4.6, nach Einsetzen der Werte ($V_{CC} = 12 \text{ V}$, $V_{Diode} = 2,5 \text{ V}$, $I_z = 0,1 \text{ mA}$ und $I_L = 1 \text{ mA}$) auf einen Wert von 8,63 k Ω . Als tatsächlicher Widerstandswert wird

$$R_8 = R_9 = 8,2 \text{ k}\Omega \quad (4.7)$$

Referenzdiode REF3040 (D_{ref})		Widerstand (R_6, R_7)	
Spannung	2.5 V	Widerstand	8,2 k Ω
Maximaler Diodenstrom	15 mA		
Genauigkeit	$\pm 0,1 \%$		
Temperaturkoeffizient	75 ppm		

Tabelle 4.5: Diode und Widerstand für die Referenzspannungserzeugung

aus der E12-Reihe gewählt, was einen etwas höheren Laststrom zulässt. Tabelle 4.5 fasst die Wahl der Bauelemente zusammen.

4.4.2 Nachverstärker

Auch für den Nachverstärker muss ein geeigneter OPV ausgewählt und dessen Beschaltungen für alle drei Verstärkungsfaktoren dimensioniert werden. Wesentlich ist neben der Auslegung der passenden Leerlaufverstärkungen auch das Frequenzverhalten der Schaltung, um die geforderten Bandbreiten aus Tabelle 4.1 zu erreichen.

OPV Beschaltung

Den Ausgangspunkt für die Dimensionierung bildet das Ausgangssignal des Transimpedanzverstärkers, das zugleich das Eingangssignal des Nachverstärkers darstellt. Die Verstärkung des TIA's ist über die Gleichung 4.4 mit $V_{\text{TIA}} = -261 \frac{\text{mV}}{\mu\text{A}}$ gegeben. Die Gesamtverstärkung errechnet sich durch Multiplikation der Einzelverstärkungen der beiden Stufen zu

$$V_{ges} = V_{\text{TIA}} V_{\text{NV}}. \quad (4.8)$$

Der Nachverstärker muss das vom TIA kommende Signal entsprechend verstärken, um bei dem jeweils eingestellten Verstärkungsfaktor die geforderte Gesamtverstärkung V_{ges} zu erreichen, wodurch sich für die einzelnen Stufen x ein Verstärkungsfaktor $V_{\text{NV},x}$ von

$$V_{\text{NV},x} = \frac{V_{ges,x}}{V_{\text{TIA}}} \quad x = \text{Verstärkerstufe (1, 2, oder 3)} \quad (4.9)$$

ergibt.

Das führt - unter Berücksichtigung von Tabelle 4.1 und einer Empfindlichkeit der Photodiode (BPX65) von 5,5 bis 10 nA/lx - für die drei Verstärkungsfaktoren zu den Werten

$$V_{NV,1} = -1, \quad V_{NV,2} = -20 \quad \text{und} \quad V_{NV,3} = -160 \quad (4.10)$$

Die Schaltungsstruktur sieht für den Nachverstärker einen OPV in invertierender Grundschaltung vor, wobei die Widerstände R_4 und R_5 zu- bzw. wegschaltbar sind (siehe Abbildung 4.4). Sind S_1 und S_2 offen, ergibt sich für die Verstärkung (siehe Abschnitt 2.2.1)

$$V_{NV,2} = -\frac{R_3}{R_2}. \quad (4.11)$$

Einer der beiden Widerstände R_3 und R_2 kann prinzipiell frei gewählt werden. Zu kleine Widerstandswerte verursachen allerdings einen hohen Eingangsstrom, große Widerstände ziehen wiederum ein hohes thermisches Rauschen nach sich [2, p. 87]. Wird $R_2 = 42 \text{ k}\Omega$ gewählt, lässt sich daraus, über Gleichung (4.11), der Wert von R_3 zu $845 \text{ k}\Omega$ berechnen.

Ist S_1 geschlossen und S_2 geöffnet, liegt R_4 parallel zu R_3 . Der Verstärkungsfaktor reduziert sich damit entsprechend und muss damit den Wert von $V_{NV,1} = 1$ annehmen. Das bedeutet, dass die beiden resultierenden Widerstände der invertierenden Grundschaltung gleich groß werden müssen, es gilt also

$$R_2 = \frac{R_4 R_3}{R_3 + R_4}, \quad (4.12)$$

dadurch lässt sich der Wert für R_4 zu

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_3 - R_2} = 44,19 \text{ k}\Omega \quad (4.13)$$

berechnen.

Ist hingegen S_2 geschlossen und S_1 geöffnet, erhöht sich der Verstärkungsfaktor, R_5 liegt nun parallel zu R_2 . Der Verstärkungsfaktor der höchsten Stufe beträgt $V_3 = 160$, woraus sich ein passender Wert für R_5 bestimmen lässt. Mit

$$V_3 = \frac{R_3}{R_5 || R_2} = \frac{R_3 (R_2 + R_5)}{R_5 R_2} \quad (4.14)$$

ergibt sich nach Umformen und Einsetzen von R_2 , R_3 und V_3 R_5 zu

$$R_5 = \frac{R_2 R_3}{R_2 V_3 - R_3} = 6,04 \text{ k}\Omega. \quad (4.15)$$

Stufe	Verstärkung	Bandbreite
V1	-1	8000 kHz
V2	-20	400 kHz
V3	-160	50 kHz

Tabelle 4.6: Verstärkung und Bandbreite des Nachverstärkers

OPV Auswahl

Ähnlich wie für den Transimpedanzverstärker muss auch hier ein passender OPV mit all seinen charakteristischen Größen gewählt werden.

Besondere Beachtung wird dabei dem Frequenzverhalten der Schaltung geschenkt. Wie in Abschnitt 4.1 festgelegt, muss die Bandbreite bei den jeweiligen Verstärkungen innerhalb der Anforderungen liegen. Der fundamentale Zusammenhang ist dabei - wie in Abschnitt 2.2.1 erläutert - über das Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt (Gleichung 2.1) gegeben, woraus sich die verfügbare Bandbreite B bei einer gegebenen Verstärkung V direkt berechnen lässt,

$$B(V) = \frac{f_T}{V}. \quad (4.16)$$

wobei f_T die Transitfrequenz des OPV's ist. Wird der OPA 132 betrachtet - der auch für den TIA eingesetzt wird - ergeben sich die in Tabelle 4.6 aufgelisteten Bandbreiten für die jeweiligen Verstärkungsfaktoren.

Dabei ist zu beachten, dass es sich hierbei um rechnerische Werte handelt, welche keinerlei parasitären Effekte des Aufbaus sowie nicht-ideale Eigenschaften des OPV's berücksichtigen. Es ist aber zu erkennen, dass für niedrige Verstärkungen der TIA und für hohe Verstärkungen der Nachverstärker das frequenzbegrenzende Element darstellt. Das Ergebnis wird durch eine zusätzlich durchgeführte Simulation untermauert.

Abbildung 4.6 zeigt die Simulation des Amplitudenganges des Nachverstärkers für die einzelnen Verstärkungsfaktoren. V_1 ist im relevanten Bereich bei der Verstärkung von 1 nahezu frequenzunabhängig. V_2 weist eine Grenzfrequenz von 300 MHz und V_3 eine Grenzfrequenz von 50 MHz auf, was auch den errechneten Werten aus Tabelle 4.6 und somit den gegebenen Anforderungen entspricht. Der OPA132 kann somit auch als Nachverstärker eingesetzt werden.

Umschaltmechanismus

Um zwischen den einzelnen Verstärkungsfaktoren umschalten zu können, werden niederimpedante, elektronische Schalter benötigt die - je nach gewünschter Verstärkung - die passenden Widerstände zu- bzw. wegschalten. Es gibt mehrere Bauelemente, mit denen sich diese

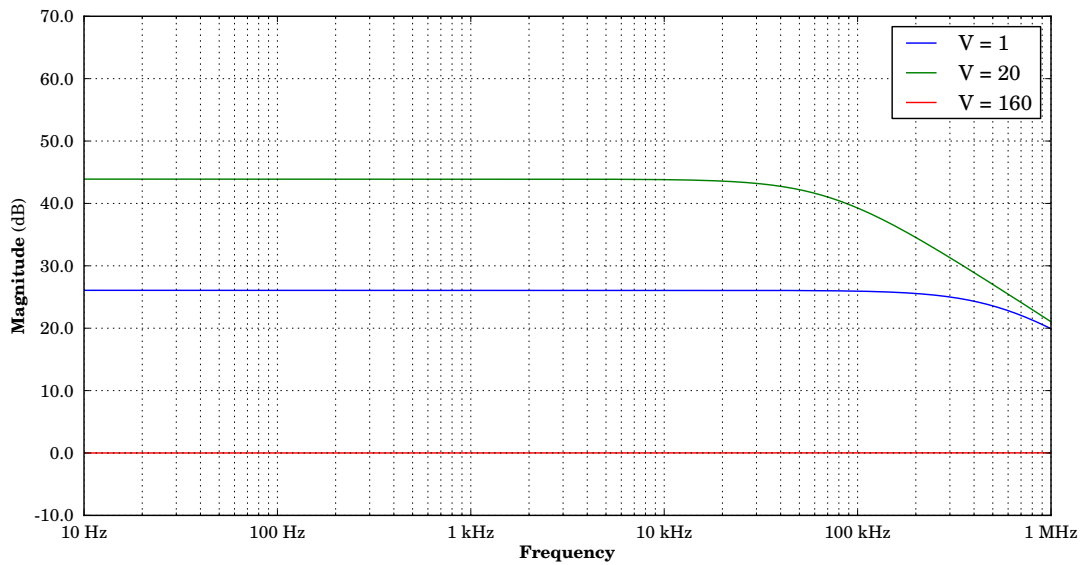


Abbildung 4.6: Simulation des Amplitudenganges des Nachverstärkers

Parameter	CMOS Schalter 4051	Reed Relais R 9007
Leckstrom / R_{open}	100 nA	$10^{12} \Omega$
R_{close}	1050 Ω	0,15 Ω
$C_{\text{io}}, C_{\text{in}}, C_{\text{out}}$	0,2 pF, 5 pF, 30 pF	0,7 pF, 1,4 pF, 1,5 pF
Propagation Delay	60 ns	
V_{cc}	5 V	5 V

Tabelle 4.7: Vergleich Reed-Relais mit CMOS Schalter

Aufgabe erfüllen lässt - die am häufigsten eingesetzten sind Schalter auf Halbleiterbasis und mechanische Reed-Relais.

In Tabelle 4.7 ist eine Gegenüberstellung von Halbleiterschaltern und Reed-Relais zu sehen.

Der CMOS Schalter weist im geschlossenen Fall einen wesentlich höheren Widerstand R_{close} als das Relais auf. Die Kapazität C_{io} zwischen Ein- und Ausgang des Schalters ist beim CMOS Baustein zwar geringer, allerdings weist er eine höhere Ein- sowie Ausgangskapazität (C_{in} und C_{out}) auf, welche die Schaltung negativ beeinflussen könnten. Im offenem Zustand bleibt im Falle des Relais ein zu vernachlässigender Restwiderstand und fließt durch den CMOS Schalter ein kleiner Leckstrom. Die Wahl fällt auf das Reed-Relais.

Baugruppe	Spannung	Strom	Anzahl	Gesamtstrom
OPV	$\pm 12V$	4,8 mA	2×8	76,8 mA
Referenzspannung	$\pm 12V$	1,15 mA	2×4	9,2 mA
Reed-Relais	+5V	10 mA	8	80 mA

Tabelle 4.8: Aufstellung der zu versorgenden Baugruppen

4.4.3 Versorgung

Ausgangspunkt für die Dimensionierung der Schaltungsversorgung ist die Ermittlung des Bedarfs an Spannung und Strom bzw. der erforderlichen Leistung der einzelnen Baugruppen. Dabei wird wie in Abschnitt 4.1.1 beschrieben von 24 V Eingangsspannung ausgegangen. Außerdem müssen für die im Schaltplan vorgesehenen Filter bzw. deren Einzelkomponenten passende Bauteilwerte gefunden werden.

Strom- und Spannungsbedarf

In Tabelle 4.8 findet sich eine Aufstellung der zu versorgenden Baugruppen - jeweils mit deren benötigten Spannungen und Strömen.

Es müssen also zwei unterschiedliche Versorgungsebenen bereitgestellt werden, wobei sich die jeweilige Stromaufnahme durch Addition der Gesamtströme aus Tabelle 4.8 wie folgt berechnet:

- $U_1 = \pm 12 V$ mit $I_1 = 86 \text{ mA}$ - für die OPV's und die Referenzspannungsquellen
- $U_2 = +5V$ mit $I_2 = 40 \text{ mA}$ - für die Reed-Relais

Wie in Abschnitt 4.3.1 beschrieben, sind zu diesem Zwecke zwei DCDC Wandler vorgesehen, wobei im Falle der 12 V Versorgung zusätzlich zwei Linearregler zu Stabilisierungs- und Filterzwecken eingesetzt werden. Die Eingangsspannung der Linearregler muss immer einige Volt über dessen Ausgangsspannung liegen - das bedeutet, dass die Ausgangsspannung der DCDC Wandler über den vorgegebenen 12 V liegen muss. DCDC Wandler mit einer Ausgangsspannung von $U_{DC,1} = \pm 15 V$ sind gängig und zumeist mit ein, zwei oder drei Watt Ausgangsleistung erhältlich. Die benötigte Leistung errechnet sich somit zu

$$P_{DC,1} = U_{DC,1} I_1 = 1,29 \text{ W} . \quad (4.17)$$

Die Relais werden hingegen direkt über den zweiten DCDC Wandler mit 5V versorgt, die benötigte Leistung berechnet sich zu

$$P_{DC,2} = U_{DC,2} I_2 = 0,4 \text{ W} . \quad (4.18)$$

TRACO U ₂		TRACO U ₁		LM 7812 (U ₃)		LM7912 (U ₄)	
Ausgangsspannung	±15 V	Ausgangsspannung	5 V	V _{in,min}	14 V	V _{in,min}	-14 V
Leistung	3 W	Leistung	2 W	V _{out}	12 V	V _{out}	-12 V

Tabelle 4.9: Bauelemente für Spannungsversorgung

TVS Diode (D ₁)		PTC Fuse (F ₁)	
Begrenzungsspannung	38,9 V	Haltestrom	300 mA
Leistung	1 W		

Tabelle 4.10: Bauelement für Überspannungsschutz

Eine weitere Anforderung betrifft die Robustheit der DCDC Wandler gegenüber Spannungsspitzen an deren Eingängen, was zumeist nur Modelle mit höherer Ausgangsleistung erfüllen. Dabei sei auch auf den Abschnitt 4.4.3 („Filter und Überspannungsschutz“) verwiesen. Unter Berücksichtigung all dieser Aspekte werden die in Tabelle 4.9 aufgelisteten Bauteile eingesetzt.

Filterung und Überspannungsschutz

Die Filterung der Versorgungsspannung erfolgt im Wesentlichen an zwei Stellen. Zum einen ist vor den DCDC Konvertern ein Eingangsfilter - bestehend aus Kondensatoren und „Common Mode Drossel“ (siehe [3]) - vorgesehen. Zum anderen sind zur weiteren Glättung entsprechende Filter am Ausgang der DCDC-Konverter bzw. an den zu versorgenden Schaltkreisen vorgesehen. Um eine maximale Filter- und Schutzwirkung zu garantieren, müssen Filterelemente und Überspannungsschutz richtig dimensioniert werden.

Überspannungsschutz Ein wichtige Klasse von Störungen, die vor allem im industriellen Bereich auftreten können, sind transiente Spannungsimpulse [1]. Eine Möglichkeit für einen entsprechenden Schutz bieten TVS Dioden. Diese begrenzen die Versorgungsspannung, indem sie ab einer bestimmten Spannung leitend werden. Da im Fehlerfall dabei ein Kurzschluss am Eingang entsteht, muss die TVS Diode mit einer passenden Sicherung kombiniert werden, wie im Schaltplan in Abschnitt 4.3.1 gezeigt. Tabelle 4.10 zeigt eine Auflistung der verwendeten Komponenten.

Die gesamte Eingangsstufe (Filter inklusive DCDC Wandler) muss somit auf den Strom der Sicherung und die Begrenzungsspannung der TVS Diode ausgelegt werden.

Eingangs- und DCDC-Ausgangsfilter Der Eingangsfilter besteht aus zwei Kondensatoren und einer Common-Mode-Spule und ist in seiner Struktur der Application-Note von

Commonmode Spule (L_1)		Kondensator C_2		Kondensator C_3	
Induktivität	1 mH	Kapazität	10 μ F	Kapazität	15 μ F
Maximaler Strom	300 mA	Spannungsfestigkeit	63 V	Spannungsfestigkeit	50 V

Tabelle 4.11: Bauelement für EingangsfILTER

Spule (L_1, L_3)		Kondensator (C_4, C_5)	
Induktivität	100 μ H	Kapazität	100 nF
		Spannungsfestigkeit	35V

Tabelle 4.12: Bauelemente für LC-Filter

RECOM entnommen [14]. Dort werden auch Werte für Induktivität und Kapazitäten empfohlen.

Die Spannungsfestigkeit der Kondensatoren wird dabei durch die Begrenzungsspannung der TVS Diode und der maximale Drosselstrom durch den Auslösestrom der Sicherung bestimmt. Eine Aufstellung der konkreten Bauteile findet sich in Tabelle 4.11.

Zusätzlich ist am Ausgang der DCDC Wandler ein LC Filter vorgesehen. Auch hier wird auf gängige Werte zurückgegriffen, wobei sich die Grenzfrequenz des Filters mit den Werten aus Tabelle 4.12 zu

$$f_g = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = 1,6 \text{ kHz} \quad (4.19)$$

berechnet.

Ferrite und Blockkondensatoren Die von den DCDC Wandlern verursachten hochfrequenten Störungen werden mittels Ferritperlen und Kondensatoren gedämpft. Außerdem sind - um die Versorgungsspannung stabil zu halten - an allen Verbrauchern Stützkondensatoren vorgesehen. Die Dimensionierung von Ferritperlen und Stützkondensatoren erfolgt aufgrund der Komplexität der elektromagnetischen Zusammenhänge der fertig bestückten Leiterplatte nicht rechnerisch, sondern beruht auf Erfahrungswerten. Eine eventuelle Optimierung kann im Nachhinein durch entsprechende Messung an der fertigen Elektronik vorgenommen werden. Tabelle 4.13 zeigt die gewählten Bauteile.

4.5 Aufbau

Nach Entwurf und Dimensionierung von mechanischen und elektronischen Komponenten folgt nun die Fertigung und der Aufbau des Systems.

Ferrite (L_4, L_5)		Blockkondensatoren (C_6, C_7)	
Widerstand bei 100 MHz	600 Ω	Kapazität	100 nF
DC Widerstand	0,45 Ω		

Tabelle 4.13: Ferrite und Blockkondensatoren

Zunächst muss die entwickelte Schaltung in ein Leiterplatten-Layout umgesetzt werden, das im Anschluss einem Fertiger übergeben wird. Danach wird die fertige Leiterplatte mit den passenden Bauelementen bestückt und nach entsprechender mechanischer Bearbeitung des Gehäuses dann in dieses integriert.

4.5.1 PCB Entwurf

Die Erstellung des Leiterplatten-Layouts erfolgt in mehreren Schritten. Zunächst muss eine passende Technologie ausgewählt werden, die unter anderem verwendetes Grundmaterial sowie minimale Werte für Breite und Abstand von fertigmachen Strukturen bestimmt. Danach erfolgt die Platzierung der einzelnen Baugruppen gefolgt vom Routing - also die physikalische Umsetzung der logischen Schaltung.

Festlegung der Technologie

Der Leiterplatten-Entwurf beginnt mit der Festlegung der verwendeten Technologie. Dafür müssen die Werte für

- Lagenanzahl und Abstand
- Basismaterial und Dicke
- Stärke der Kupferschicht
- minimaler Bohrdurchmesser
- minimale Leiterbahnstärke und minimaler Leiterbahnabstand

definiert werden - Parameter, die für die spätere Produktion der Leiterplatte wichtig sind und nicht zuletzt auch deren Preis bestimmen. Diese Entscheidung hat Auswirkungen auf alle weiteren Designmöglichkeiten, wie auch Platzierung und Routing. Diese beeinflussen unter anderem wiederum Abmessungen und Störsicherheit der fertigen Elektronik.

Um die Fertigungskosten im Rahmen zu halten, muss ein Kompromiss zwischen Technologie und Preis eingegangen werden. Tabelle 4.14 zeigt die für die Leiterplatte gewählten Spezifikationen. Leiterplatten dieser Art sind gängig und können von beinahe jedem Hersteller gefertigt werden.

PCB Eigenschaft	Wert
Dicke	1,6 mm
Anzahl der Lagen	4
Kupferstärke	35 μm
minimaler Abstand zwischen Leiterbahnen	6 mil
minimale Stärke der Leiterbahnen	6 mil
minimaler Bohrdurchmesser	0,3 mm

Tabelle 4.14: verwendete PCB Technologie

Abmessungen und Platzierung

Der nächste Schritt besteht in der Festlegung der äußeren Abmessungen der Leiterplatte und der Aufteilung der verschiedenen Funktionsblöcke auf die zur Verfügung stehende Fläche. Die Abmessungen sowie Position und Größe der Bohrungen sind durch das Gehäuse vorgegeben. Bei der Platzierung der Funktionsblöcke sind unterschiedliche Aspekte zu betrachten:

- Photodiode - Die intern montierten Photodioden - bzw. der Anschluss für die außerhalb des Gehäuses liegenden Photodioden - sollten am Rand der Leiterplatte liegen, um über eine Gehäuseöffnung einfach zugänglich zu sein.
- Transimpedanzverstärker - Die Verbindung zwischen TIA und Photodiode soll so kurz wie möglich sein - eine Platzierung unmittelbar hinter der Diode ist am sinnvollsten. Eine zu lange Verbindungsleitung zieht Effekte wie parasitäre Induktivitäten und Kapazität sowie Leckströme nach sich - außerdem stellt sie einen Angriffspunkt für äußere elektromagnetische Störeinflüsse dar.
- Nachverstärker - Der Nachverstärker sollte nahe am TIA liegen um die Verbindungsleitung - wie schon zwischen Diode und TIA - kurz zu halten und somit Störeinflüsse zu minimieren.
- Versorgung - Die Versorgungsschaltung sollte am Rand der Platine liegen, um den einfachen Anschluss eines Steckers zu ermöglichen. Der Abstand zu den Verstärkern sollte möglichst groß sein, um deren Störung durch die verwendeten DCDC Konverter zu minimieren.

Diese Überlegungen führen zur in Abbildung 4.7 gezeigten Aufteilung der einzelnen Baugruppen auf der Printplatte.

Routing Beim Routing werden die auf der Leiterplatte platzierten Blöcke nun durch Leiterbahnen miteinander verbunden.

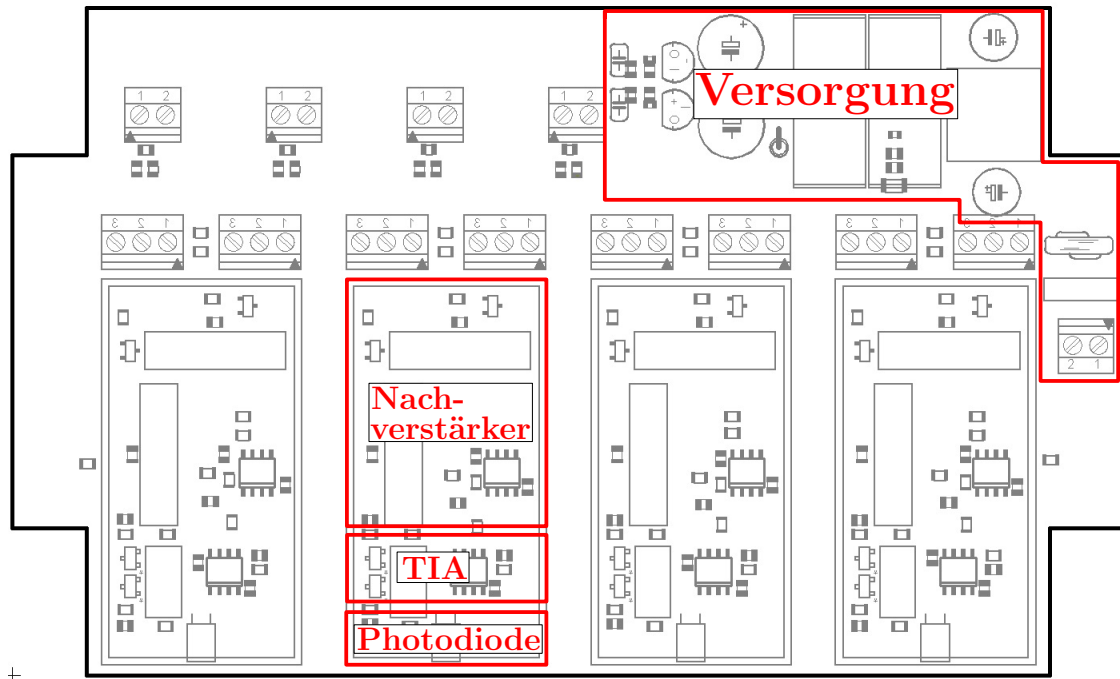


Abbildung 4.7: Aufteilung der Baugruppen auf die Leiterplatte

Diese Verbindungen sind aber nicht - wie im Schaltplan - ideale Leiter, sondern weisen parasitäre Effekte auf, besitzen also Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände. Außerdem besteht eine Kopplung zum umliegenden elektromagnetischen Feld, wodurch es zu Abstrahlungen und Einstreuungen elektromagnetischer Wellen kommt.

Wichtige Aufgabe des Leiterplattenentwurfes ist es, diese Störeinflüsse soweit zu minimieren, dass sie die Funktion der Schaltung nicht bzw. nur geringfügig beeinflussen [1].

Abbildung 4.8 zeigt die fertig geroutete und gefertigte Leiterplatte.

4.5.2 Schirmkonzept und EMV

In der Praxis ist es oft schwierig, alle Wirkungen der im Betriebsumfeld vorhandenen, elektromagnetischen Störeinflüsse auf das Verhalten der Elektronik abzuschätzen. Aus diesem Grund werden beim Aufbau Möglichkeiten vorgesehen, die eine nachträgliche Beeinflussung und Veränderung von Schirm- und Erdungskonzept ermöglichen.

Das Massekonzept ist flexibel gestaltet - abhängig vom elektromagnetischen Umfeld kann es sinnvoll sein, Schaltungsmasse und Gehäuse (Schirmung) miteinander zu verbinden. Entsprechende Lötbrücken erlauben es, diese Modifikation bei Bedarf vorzunehmen. Das Gehäuse wird dabei über den Schirm des Versorgungskabels geerdet. Außerdem kann eine Verbindung zwischen Primär- und Sekundärseite der DCDC Wandler hergestellt werden, womit sich im Nachhinein bestimmen lässt, ob die Schaltung isoliert betrieben werden soll - was in den meisten Fällen allerdings die Störungsproblematik erhöht [14].

Da die einzelnen Verstärkerstufen relativ kleine Ströme vergleichsweise stark verstärken, sind diese besonders anfällig gegenüber äußeren Störeinflüssen. Um nicht ausschließlich auf die Schirmung des Hauptgehäuses angewiesen zu sein, ist für jeden der einzelnen Kanäle ein separates Schirmgehäuse vorgesehen, das bei Bedarf bestückt werden kann [1].

Auch bei dem Aufbau der einzelnen Lagen der 4-lagigen Leiterplatte wurde auf Störsicherheit geachtet und die in [1] beschriebenen Konzepte umgesetzt.

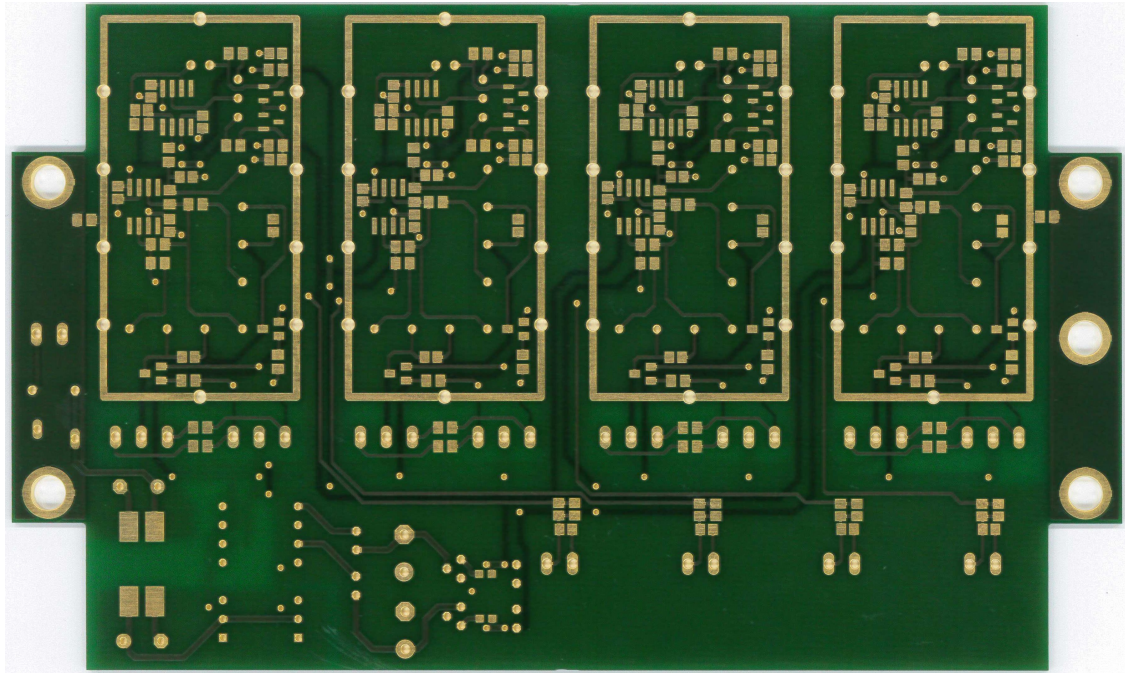


Abbildung 4.8: Foto der fertigen Leiterplatte

4.5.3 Mechanische Integration und Aufbau

Die fertige Leiterplatte wird nun in das bearbeitete Gehäuse integriert, die Faser-Adapter angebracht sowie die Verkabelung für die extern anzubringenden Dioden hergestellt. Der fertige Messverstärker ist in Abbildung 4.9 zu sehen.



Abbildung 4.9: Foto des fertig aufgebauten Messverstärkers

Kapitel 5

Messwerterfassung

Der Messverstärker liefert an seinem Ausgang ein dem Messwert entsprechendes Spannungssignal. Zur digitalen Weiterverarbeitung und Analyse muss dieses Analogsignal abgetastet, digitalisiert und an einen Rechner übertragen werden.

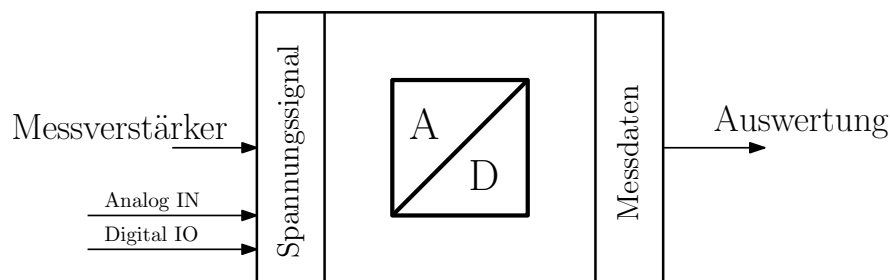


Abbildung 5.1: Messwerterfassung als Funktionsblock

Diese Aufgabe der Digitalisierung inklusive Software zur automatisierten Aufnahme von Messdaten ist Gegenstand des Messwerterfassungsblocks - außerdem soll die zusätzliche Erfassung von weiteren digitalen und analogen Signalen möglich sein (siehe Abbildung 5.1).

Da es sich bei dem Messsystem um ein R&D System handelt, wurde die Software zur Datenaufzeichnung bewusst von der Analysesoftware getrennt. Dadurch können die dort entwickelten Auswertelgorithmen laufend angepasst und verbessert werden, während die Software zur Datenaufzeichnung unverändert bleibt.

5.1 Anforderungen

Die Anforderungen an das Messwerterfassungs-Modul ergeben sich einerseits aus den Schnittstellen zum Gesamtsystem und andererseits aus den zu erwartenden Prozesseigenschaften, die bereits in Abschnitt 3.2 angesprochen wurden.

Die Schnittstelle zum Messverstärker verlangt zwei analoge Eingänge, welche die Digitalisierung dessen Ausgangssignale erlauben. Zur Erfassung von zusätzlichen analogen und digitalen Signalen müssen ebenfalls entsprechende Eingänge bzw. eine Möglichkeit zu deren Erweiterung vorgesehen werden. So ist - durch das zusätzliche Erfassen weiterer Signale von der Anlage - das automatisierte Starten von Messungen möglich.

Die Eingangsspannung der Analogeingänge sind durch den Ausgangsspannungsbereich des Messverstärkers mit 0 - 10 V gegeben, was auch für die zusätzlichen Analogeingänge als Anforderung übernommen werden kann. Zur digitalen Kommunikation mit Industrieanlagen sind Eingangsspannungen von 24 V gängig.

Außerdem muss eine Möglichkeit zur Kommunikation mit einem Rechner vorgesehen werden, um die erfassten Daten abzuspeichern und weiterverarbeiten zu können.

Zusätzlich sollten konkrete Anforderungen an den ADC, vor allem hinsichtlich Abtastrate und Auflösung, definiert werden.

Hohe Abtastraten ziehen zunächst auch hohe Datenmengen nach sich, welche zwar nachträglich reduziert werden können, unmittelbar aber verarbeitet bzw. gespeichert werden müssen. Bei niedrigen Abtastraten $f_{abst} < 2B$, wobei B die Analogbandbreite des Messverstärkers bezeichnet, ist der Aliasing-Effekt zu berücksichtigen. Wie in Abschnitt 2.3.1 erläutert, ist dieser nicht zwangsläufig unerwünscht. Für das vorliegende Messsystem ist eine einstellbare Abtastrate wünschenswert, um bei Messungen interessante Frequenzanteile ausreichend auflösen zu können, ohne dabei zu hohe Datenmengen zu generieren.

Ähnliches gilt auch für die Auflösung des Analog-Digital-Konverters. Je nach verwendetem Digitalisierungs-Verfahren ist man allerdings bei der Konstruktion von ADC's in der erzielbaren Auflösung beschränkt. Mit Konvertern nach dem Wägeverfahren (siehe Abschnitt 2.3) ist beispielsweise eine vergleichsweise hohe Auflösung möglich, was allerdings eine längere Wandlungszeit nach sich zieht. Das wiederum verringert die erreichbare Abtastfrequenz - es muss also auch hier ein passender Kompromiss gefunden werden (siehe Abschnitt 2.3). In der Praxis gängig - und somit auch am Markt erhältlich - sind 16Bit ADC's mit denen Abtastraten im MHz Bereich erzielbar sind.

Zusätzlich sollte der ADC ein geringes Rauschen und eine hohe Eingangsimpedanz sowie eine möglichst lineare Messcharakteristik aufweisen (siehe Tabelle 2.5).

Neben den beschriebenen Anforderungen für die einzelnen ADC Stufen ist auch der Aufbau bzw. die Ansteuerung der Abtast-Halte-Glieder für das Systemverhalten relevant. Da die zwei Kanäle des Messsystems die Intensität des jeweiligen Polarisationsanteiles zu einem bestimmten Zeitpunkt erfassen sollen, muss sichergestellt werden, dass auch die Abtastung dieser beiden Kanäle zum exakt gleichen Zeitpunkt erfolgt. Eine wichtige Anforderung an das Messwert erfassungs-Modul ist daher die simultane Erfassung aller Kanäle.

Zusammenfassend ergeben sich somit folgende Anforderungen:

- zwei analoge Eingänge (Auflösung 16 Bit, Eingangsspannungsbereich 0 - 10V)
- Abtastrate einstellbar zwischen 100 ks und 1 Ms
- geringes Rauschen und hohe Eingangsimpedanz

Variante	Vorteile	Nachteile
schaltungstechnische Umsetzung	- exakte Anpassung an die Anforderungen - geringe Stückkosten	- aufwändig - hohe Entwicklungskosten
PCI Messkarte	- große Auswahl - kein Entwicklungsaufwand	- höherer Stückpreis - unflexible PC Anbindung
Externer Messwerterfassungsblock	- keine Entwicklungskosten - flexible PC Verbindung	- kleinere Auswahl - höherer Stückpreis

Tabelle 5.1: Vergleich unterschiedlicher Lösungen zur Messwerterfassung

- Erweiterbarkeit auf bis zu 8 analoge Eingänge
- simultane Abtastung aller Eingänge
- mindestens ein digitaler Eingang zur Triggerung des Systems: Pegel 24 V
- digitale Schnittstelle zur Kommunikation mit einem PC

5.2 Praktische Umsetzung

Zur Umsetzung dieser Anforderung bieten sich mehrere Möglichkeiten. Einen Überblick über drei Varianten samt deren Vor- und Nachteilen bietet Tabelle 5.1.

Eine der Möglichkeiten ist die diskrete, schaltungstechnische Realisierung, also die Entwicklung einer eigenen Elektronik. Damit ist eine exakte Anpassung an die gegebenen Anforderungen möglich. Entwicklungskosten und zeitlicher Aufwand sind dabei allerdings vergleichsweise hoch, was diese Variante damit für geringe Stückzahlen unattraktiv macht.

Aus diesem Grund ist es sinnvoll, auf eine bereits fertige Lösung zurückzugreifen. Am Markt sind PCI-Messkarten¹ zur Messwerterfassung relativ weit verbreitet und von verschiedensten Herstellern in den unterschiedlichsten Varianten und Preisklassen erhältlich. Die Anbindung an die Messkarte selbst erfolgt dabei zumeist über relativ kurze Kabel, über die die Analogsignale übertragen werden. Das macht nur eine geringe räumliche Distanz zwischen Messverstärker und PC möglich und das Gesamtsystem dadurch relativ unflexibel.

Einige Hersteller bieten auch Lösungen in Form von externen Messblöcken an, die über ein Bussystem an den Rechner angebunden werden können.

Eine Lösung dieser Art bietet das modulare „CompactDAQ“ oder „cDAQ“² System von „National Instruments“, das sich aufgrund seines Aufbaus für die beschriebene Aufgabe gut eignet und im folgenden Abschnitt näher beschrieben werden soll.

¹PCI = **P**eripheral **C**omponent **I**nterconnect

²DAQ = **D**ata **a**cquisition

5.3 Gewählte Lösung CompactDAQ System

„National Instruments“ bietet mit seiner cDAQ Linie ein System, das den gegebenen Anforderungen in allen Punkten gerecht wird. Den Grundbaustein bildet ein Chassis, welches wahlweise über Ethernet oder USB mit einem PC verbunden werden kann. Vier Steckplätze sind zur Aufnahme von entsprechenden Modulen mit unterschiedlichen Funktionen vorgesehen (siehe Abbildung 5.2). Dabei reicht die Auswahl von 1 Ms/s Analogeingangs-Modulen bis zu 24 V Digital-IO-Modulen.

Software-seitig wird ein API (**a**pplication **p**rogramming **i**nterface) bereitgestellt, das die Ansteuerung der einzelnen Module bzw. das Auslesen der von diesen erfassten Messdaten erlaubt.

Konkret werden dabei zwei unterschiedliche Steckmodule verwendet, das „NI9222“ für die Erfassung der Analogeingänge und das Modul „NI9124“ für das Einlesen digitaler Signale. Tabelle 5.2 bzw. Tabelle 5.3 bieten einen Überblick über die konkreten Spezifikationen dieser Module.

Die Erweiterung um zusätzliche Ein- und Ausgangsmodule ist aufgrund der Bauweise problemlos möglich [17].



Abbildung 5.2: Foto des cDAQ-Systems von National Instruments

Parameter	Wert
Abtastrate	500ks/s
Eingangsspannungsbereich	$\pm 10V$
Anzahl der Kanäle	4
Auflösung	16Bit
Eingangsimpedanz	$> 10^9\Omega$

Tabelle 5.2: analoges Eingangsmodul NI9222 Eigenschaften

Parameter	Wert
Eingangsspannung	12-24V
Geschwindigkeit	100 μ s
Anzahl der Kanäle	8

Tabelle 5.3: digitales Eingangsmodul NI9421 Eigenschaften

5.4 Software zur Messwerterfassung

Einen weiteren Vorteil bieten Messwerterfassungssysteme von National Instruments hinsichtlich ihrer einheitlichen Softwareschnittstelle. Die mitgelieferte Software „Measurement & Automation Explorer“ [17] erlaubt die Verwaltung und Konfiguration sämtlicher angeschlossener Messwerterfassungs-Hardware.

Der tatsächliche Zugriff auf das jeweilige Modul bzw. auf die von diesem erfassten Daten kann auf unterschiedliche Weise erfolgen. Eine schnelle Automatisierung von Messabläufen ist beispielsweise mit der - ebenfalls von National Instruments angebotenen - Software LABVIEW[®] [17] möglich.

Hier soll aber das von National Instruments gebotene API genutzt werden, um die Messwerterfassung in eine individuelle Software zu integrieren. NI bietet dabei eine umfangreiche Unterstützung für Sprachen des .NET Frameworks[®] und damit auch für C# [23]. Die Entwicklung einer eigenen Software bringt den Vorteil großer Flexibilität mit sich - Messdaten können ausgelesen und in einem beliebigen Format abgelegt werden. Im Rahmen zukünftiger Erweiterungen ist auch die Integration einer „Online-Auswertung“ möglich. Die Messdaten könnten in Echtzeit ausgewertet werden, was die Detektion von Fehlern während des laufenden Prozesses erlaubt.

Abbildung 5.3 zeigt einen Screenshot der mit Hilfe von „Microsoft[®] Visual Studio“ in C# erstellten Messwerterfassungssoftware. Zwei unterschiedliche Betriebsarten erlauben sowohl automatisierte als auch manuelle Messungen.

Nach Angabe eines Dateinamens wird mit einem Klick auf „Start“ eine Messung begonnen



Abbildung 5.3: Screenshot der Software zur Messwerterfassung

und fortlaufend Daten aufgezeichnet. Mit „Stop“ kann die Aufzeichnung wieder beendet werden. Die Messdaten liegen anschließend als Datei mit dem angegebenen Namen vor. Über „Auto“ wird eine automatisierte Messung begonnen. Eine „low-high“ Flanke am digitalen Eingang startet die Aufzeichnung, eine „high-low“ Flanke beendet diese wieder. Die automatisierte Messung wird ebenfalls mit einem Klick auf „Stop“ beendet. Am Ende liegen die Messdaten als mehrere Dateien vor - eine „low-high“ Flanke am digitalen Eingang erzeugt jeweils eine neue Messdatei. Die Benennung der einzelnen Files folgt dem Format „Dateiname_x.txt“, wobei x für den Wert eines Zählers steht, der nach jeder Messung erhöht wird.

Wie in Kapitel 3 beschrieben, wird das Messdatenformat lesbar gehalten. Die Messwerte aller vier Kanäle werden - getrennt durch ein Leerzeichen - jeweils hintereinander als ASCII codierte Dezimalzahl mit 4 Nachkommastellen in die Messdatei geschrieben.

Die Trennung der einzelnen Abtastzeitpunkte erfolgt über einen Zeilenumbruch, also mit dem (hexadezimal codierten) ASCII Zeichen „0A“.

Messdaten nach diesem Format können dann mit der im folgenden Kapitel beschriebenen Analysesoftware geladen und analysiert werden.

Kapitel 6

Analysesoftware

Die Erfassung und Speicherung von Messdaten ist der erste Schritt bei der Analyse des Prozesses. Anschließend müssen die gewonnenen Messdaten visualisiert werden um das Verhalten des betrachteten Prozesses beurteilen und charakterisieren zu können (siehe Abbildung 6.1).

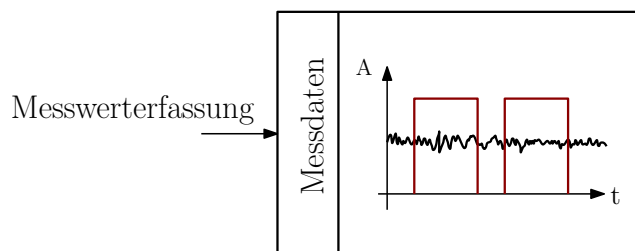


Abbildung 6.1: Analysesoftware als Funktionsblock

Die Entwicklung einer solchen „Toolbox“, die diese Möglichkeit bietet, ist Gegenstand dieses Kapitels, in Kapitel 7 „Messversuche“ wird deren Anwendung gezeigt.

6.1 Zielsetzung

Aufbereitung und Darstellung der digitalisierten Messdaten sind besonders wichtig, da das Verhalten der Sensorsignale vorerst unbekannt ist. Durch manuelle Analyse müssen erst deren charakteristische Verhaltensmuster erkannt und herausgearbeitet werden. Signale sollen neben einer reinen Darstellung im Zeitbereich auch im Frequenzbereich und aus statistischer Sicht betrachtet werden können. Dadurch ist es möglich, bestimmte Merkmale relativ schnell zu erkennen und weiter zu analysieren.

Die entwickelte Analysesoftware soll also folgende Funktionen beinhalten:

- Darstellung der Messsignale im Zeitbereich
- Frequenzdarstellung zur Beurteilung der Frequenzanteile zu unterschiedlichen Zeitpunkten
- Berechnung und Darstellung eines Maßes für das Rauschverhalten des Signals
- Berechnung und Darstellung von Mittelwert und Standardabweichung für das betrachtete Signal - in gegebenen Zeitfenstern

6.2 Konzeptionierung

Bei der Entwicklung einer Analysesoftware mit den im vorigen Abschnitt genannten Anforderungen ist es sinnvoll, auf ein Framework zurückzugreifen, welches bereits Grundfunktionen zur Signalverarbeitung bietet. Für diese Aufgabe kommen einige Tools in Frage, ein im wissenschaftlichen Bereich anerkanntes Programm-Paket ist Matlab[®] [20], das mit seinem modularen Aufbau an die jeweiligen Anforderungen individuell anpassbar ist. Neben Matlab[®] sind auch noch Python[®] [21] und SciLab[®] [22] als Alternativen zu nennen - die vorliegende Analysesoftware wird aber unter Verwendung von Matlab[®] entwickelt.

Das Konzept sieht vor, dass alle implementierten Funktionen samt Dokumentation über die „Matlab Konsole“ zur Verfügung stehen. Zusätzlich bietet eine einfache grafische Oberfläche die Möglichkeit, Funktionalitäten per Mausklick aufzurufen.

6.3 Toolbox und Algorithmen

Die entwickelte Analysesoftware wird aus Matlab[®] heraus gestartet und bietet eine einfache GUI (**G**raphical **U**ser **I**nterface) zum Aufrufen der einzelnen Funktionen (Sieh Abbildung 6.2).

6.3.1 Grundfunktionalität

Zunächst stellt die „Toolbox“ Möglichkeiten zum Laden der Messsignale zur Verfügung. Die Messdateien enthalten die digitalisierten Amplitudenwerte des in äquidistanten Zeitschritten abgetasteten Signales, allerdings keinerlei Information über die Abtastfrequenz (siehe Abschnitt 5.4). Diese muss beim Laden der Messdaten zusätzlich zur Verfügung gestellt werden. Da das Messsystem vorerst mit einer fixen Abtastfrequenz von 125 kHz betrieben wird, ist diese fix in die Ladefunktion der Toolbox eincodiert.

Nach erfolgreichem Laden werden die Messdaten als Zeitsignal dargestellt - die „Matlab Plots“ bieten bereits grundlegende Funktionen zum Zoomen bzw. zur Betrachtung bestimmter Zeitausschnitte. Damit ist es bereits möglich, sich einen ersten Überblick über das Prozessverhalten zu verschaffen.



Abbildung 6.2: Screenshot des Toolbox Menüs

6.3.2 Signaldynamik

Ziel der Signaldynamik ist es, einen charakteristischen Wert für das Rauschverhalten eines Signals zu einem bestimmten Zeitpunkt zu finden. Abbildung 6.3 zeigt dazu ein Messsignal (blau) zusammen mit seinem gefilterten Signal (rot). Rein subjektiv lässt sich dabei bereits erkennen, dass das Signal an manchen Stellen stärker verrauscht ist als an anderen - und somit eine höhere Dynamik aufweist.

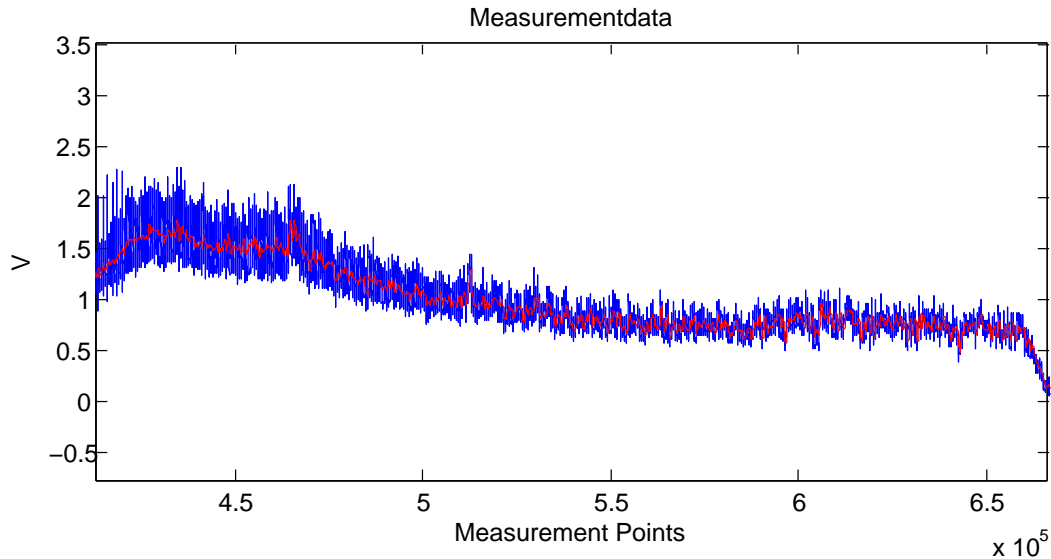


Abbildung 6.3: Originalsignal (blau) und gefiltertes Signal (rot)

Der hierfür verwendete Algorithmus findet aufgrund seiner Effizienz auch Anwendung in der Echtzeitauswertung von Laserschweißprozessen und soll im Folgenden kurz vorgestellt werden [11].

```

1 mw = filter(zfilterausschmass, nfilterausschmass, measurementdata);
2 abw = abs(measurementdata - mw).^2;
3
4 sumabw(1) = (1-lambda) * abw(1);
5
6 for i=2:size(mw,2);
7     sumabw(i) = lambda * sumabw(i - 1) + (1 - lambda) * abw(i);
8 end
9
10 signaldynamic = filter(zfilterausschmass, nfilterausschmass, sumabw);

```

Zunächst wird das Signal gefiltert (1), um danach die quadratische Abweichung zwischen gefiltertem und ursprünglichem Signal berechnen zu können (2). Als Filter kann zum Beispiel ein gleitender Mittelwertfilter verwendet werden, indem für `nfilterausschmass` ein Vektor von Einsen mit der Länge `n` und für `zfilterausschmass` `n` verwendet wird (siehe Abschnitt 2.4.2)

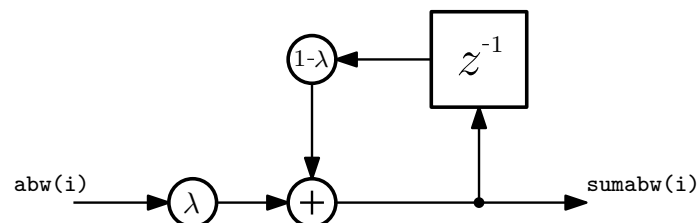


Abbildung 6.4: Filter mit Vergessensfaktor

In einem zweiten Schritt (6 bis 8) wird das gewonnene Signal `abw(i)` erneut geglättet. Dafür wird anstelle eines klassischen Mittelwertfilters ein Filter mit „Vergessensfaktor“ verwendet, welcher über den Parameter λ eingestellt werden kann (siehe Abbildung 6.4). Dieser Faktor bestimmt, wie stark Werte aus der Vergangenheit berücksichtigt (bzw. „vergessen“) werden.

Wird $\lambda = 0$ gewählt, werden nur die Werte des Originalsignals zum jeweiligen Zeitpunkt berücksichtigt, womit $\text{sumabw}(i) = \text{abw}(i)$ gilt. Ist $\lambda = 1$ bleibt lediglich $\text{sumabw}(i) = \text{sumabw}(i-1)$ übrig, was einer Fortsetzung des Anfangswertes entspricht, der in (4) mit `abw(1)` festgelegt wird - es gilt also $\text{sumabw}(i) = \text{abw}(1)$. Als für die Praxis tauglich haben sich Werte im Bereich von $\lambda = 0.1$ erwiesen.

Eine abschließende Glättung (10) liefert das Resultat für die Signaldynamik, gezeigt in Abbildung 6.5.

6.3.3 Frequenzanalyse

Die Transformation eines Zeitsignales in den Frequenzbereich durch Anwendung der Fouriertransformation liefert Werte für Amplitude und Phasenlage über der Frequenz. Bei digitalen Signalen (wert- und zeitdiskret) gelangt man über DFT bzw. FFT zum entsprechenden Spektrum (siehe Kapitel 2.4.1).

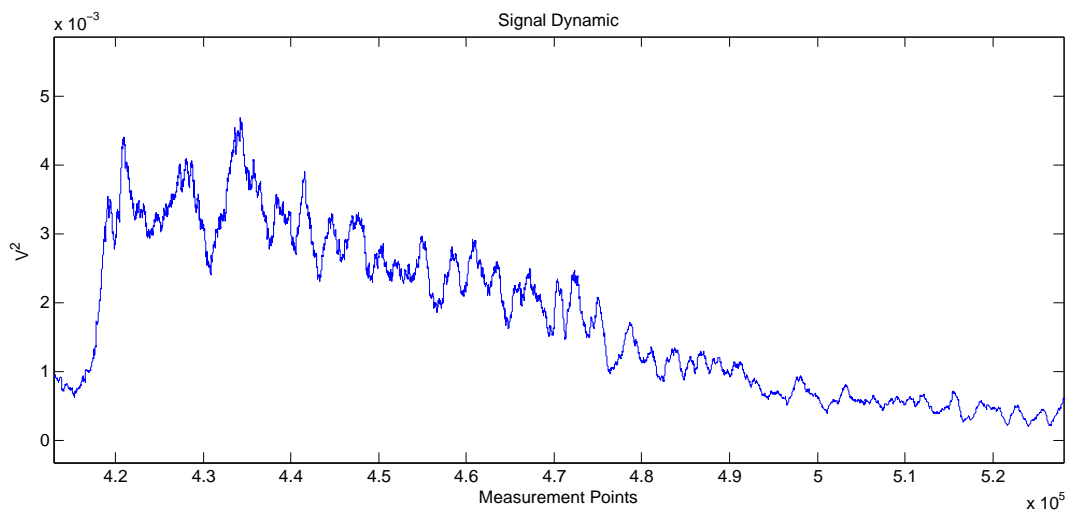


Abbildung 6.5: Signaldynamik des Zeitsignals

So erhält man Informationen über die einzelnen Frequenzanteile des gesamten Signals, die zum Beispiel Aufschluss über für den Prozess charakteristisches Verhalten aber auch über Störsignale von außerhalb geben können.

Durch die Transformation des gesamten Signals in den Frequenzbereich sind diese Frequenzanteile nun aber nicht mehr zeitlich aufgelöst - je nachdem, wie lange eine Frequenz im Zeitsignal vorhanden ist, spiegelt sich diese mit mehr oder weniger starker Amplitude im Amplitudenspektrum wieder.

Um Frequenzanteile zeitlich verorten zu können, dürfen also immer nur Ausschnitte des Zeitsignales betrachtet werden - die FFT liefert dann Informationen über das Frequenzverhalten dieses Zeitfensters. Wird der Vorgang für mehrere Zeitfenster wiederholt, entsteht somit eine „Schar“ von Spektren.

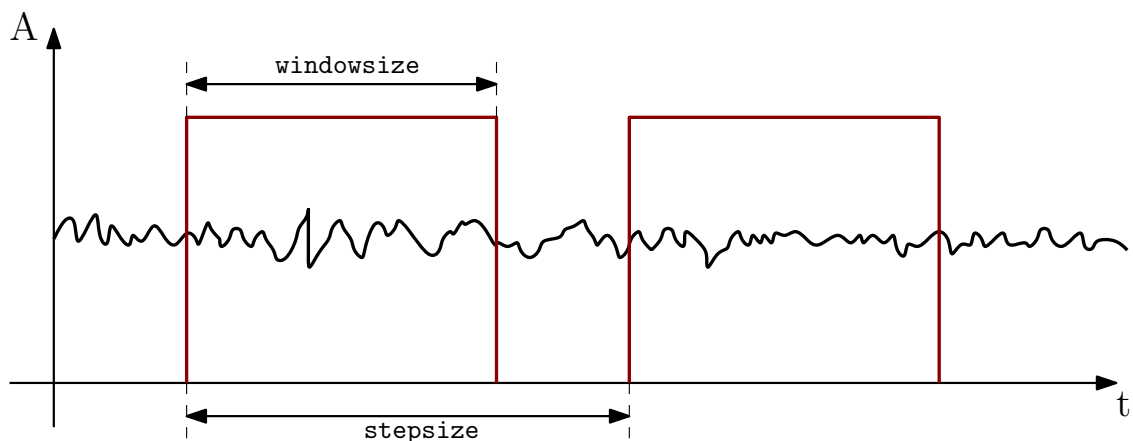


Abbildung 6.6: Prinzip der gefensterten FFT

Der folgende Ausschnitt zeigt die Implementierung der gefensterten FFT in „Matlab“:


```

1 for i = 1:numberofffts
2     fftvalues = abs(fft(measurementdata(fftstartindex:fftstartindex + ...
3         fftlength-1)));
4     windowedfft(i,:) = fftvalues(1:fftlength/2);
5     fftstartindex = fftstartindex + stepsize;
5 end

```

Ausgegangen wird von einem Zeitsignal repräsentiert durch den Vektor `measurementdata`. Die Parameter `stepsize` und `window` geben - wie in Abbildung 6.6 gezeigt - den zeitlichen Versatz der einzelnen Fenster bzw. deren Länge an.

Zur Darstellung der gefensterten FFT gibt es verschiedene Möglichkeiten.

Einerseits könnten verschiedene Frequenzausschnitte über die Zeit als Kurve „geplottet“ werden, um den zeitlichen Verlauf dieser Frequenzanteile herauszuarbeiten. Dazu ist allerdings schon ein Vorwissen über die interessanten Frequenzbereiche von Nöten.

Eine allgemeinere Darstellung liefert andererseits die Visualisierung über eine Falschfarbendarstellung (Abbildung 6.7). Auf der y-Achse ist die Frequenz über der Zeit (x-Achse) aufgetragen. Die Höhe der Amplitude ist farblich codiert, wobei kleine Werte durch die Farbe „Blau“ und große Werte durch die Farbe „Rot“ repräsentiert werden, die Werte können über den Farbteil abgelesen werden, siehe Abbildung 6.7.

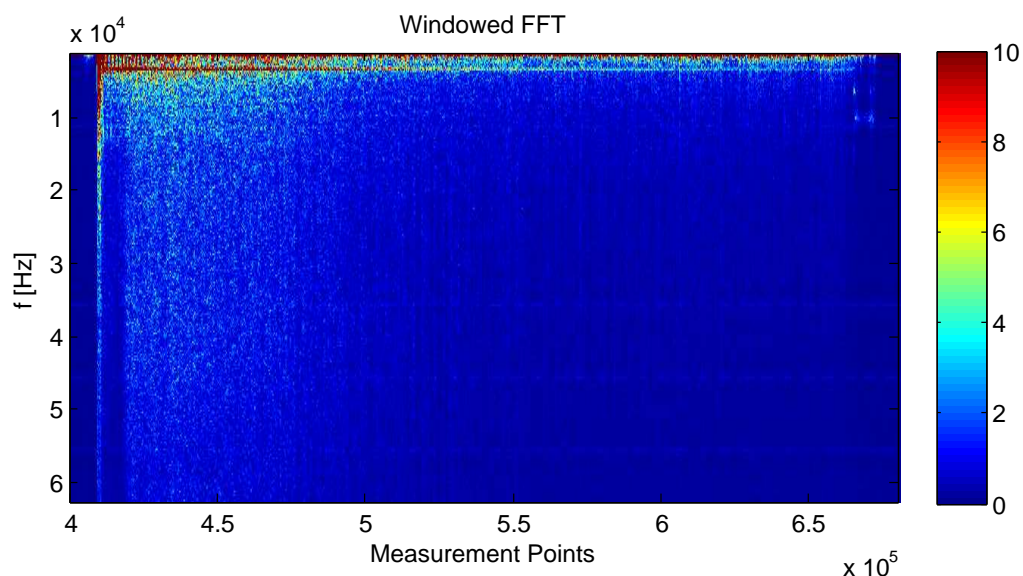


Abbildung 6.7: Falschfarbendarstellung der gefensterten FFT

Durch die interaktive Anpassung der „Color-Map“ in den „Plots“ - diese Funktion bringt „Matlab“ ebenfalls bereits mit - kann so ein guter Überblick über das Frequenzverhalten des Signals gewonnen werden.

6.3.4 Statistik

Ein weiterer interessanter Aspekt eines Signals ist dessen statistisches Verhalten. Die Analysesoftware erlaubt die Betrachtung von Mittelwert und Standardabweichung. Hier gilt dasselbe Prinzip wie bei der Frequenzanalyse, Mittelwert und Standardabweichung liefern jeweils eine charakteristische Größe für das gesamte Signal,

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i \quad \text{und} \quad S = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}. \quad (6.1)$$

Für eine zeitliche Auflösung wird die jeweilige Größe wieder für ein bestimmtes Fenster berechnet - das führt zu gleitendem Mittelwert und gleitender Standardabweichung.

```
1 for i = 1:numberofcalcs
2     average(i) = mean(measurementdata(startindex:startindex + ...
3         windowsize-1));
4     standarddeviation(i) = std(measurementdata(startindex:startindex + ...
5         windowsize-1));
6     startindex = startindex + stepsize;
7 end
```

`stepsize` und `windowsize` bezeichnen dabei wieder Schrittweite und Fenstergröße, `average(i)` und `standarddeviation(i)` beinhalten die jeweiligen Ergebnisgrößen (siehe Abbildung 6.8).

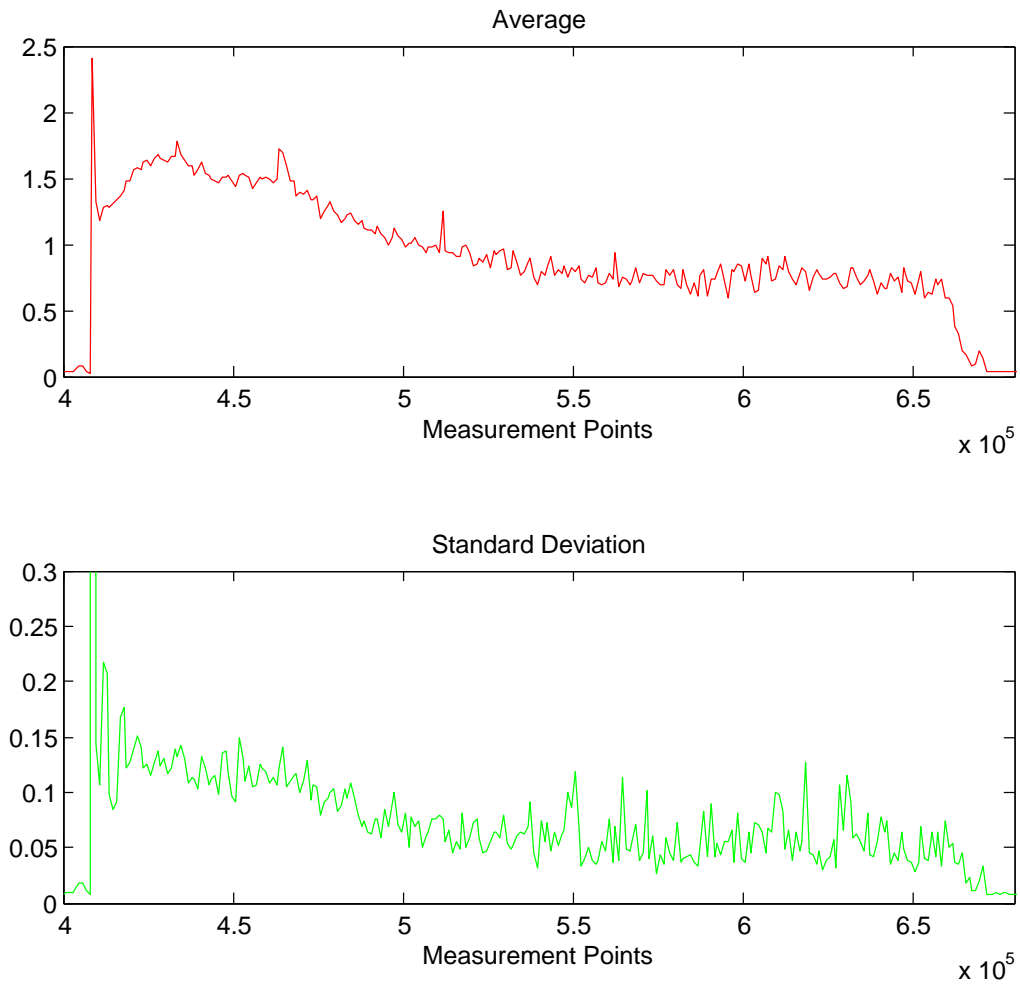


Abbildung 6.8: Mittelwert und Standardabweichung des Zeitsignals

Kapitel 7

Messversuche

Um die Praxistauglichkeit des Systems unter Realbedingungen zu prüfen, wurde eine Messung an einer Schneidanlage vorgenommen. Das Gesamtprojekt befindet sich zum Entstehungszeitpunkt dieser Arbeit allerdings noch in einem relativ frühen Stadium. Aus diesem Grund ist eine getrennte Erfassung der Polarisationsanteile nicht möglich.

Die Versuchsmessungen wurden einkanalig durchgeführt und dienen in erster Linie zur Einschätzung der Intensität des Prozesslichtes sowie der Störsicherheit des Messsystems.

In den folgenden Abschnitten wird zunächst die Versuchsanordnung zusammen mit den entsprechenden Parametern beschrieben. Im Anschluss erfolgt die Analyse eines ausgewählten Messsignals und am Schluss werden die Erkenntnisse aus allen durchgeführten Messungen kurz zusammengefasst.

7.1 Versuchsanordnung

Zur Durchführung der Schneidversuche wurde ein CO₂ Laser mit einer Wellenlänge von 10 µm samt Schneidkopf verwendet. Die Anbindung an den Prozess erfolgt dabei über eine Lichtleitfaser zusammen mit einem Optikvorsatz, der die Fixierung der Faser ermöglicht sowie deren Schutz gewährleistet. Die Montage des Optikvorsatzes auf einem Stativ erlaubt dabei außerdem die Beobachtung des Prozesses aus verschiedenen Winkeln.

Das andere Ende der Faser wird in einen der Kanäle des Messverstärkers mit interner Diode und Faseradapter geführt. Der Messverstärker ist wiederum über ein Koaxialkabel mit dem Messwerterfassungsmodul und in weiterer Folge mit einem Laptop verbunden, auf dem die beschriebene Messwerterfassungssoftware läuft.

Für die Versuche wurden auf einem Blech aus Baustahl mit einer Dicke von 3 mm gerade Schnitte mit einer Länge von 100 mm und einer Schnittgeschwindigkeit von 1,4 m/min geschnitten.

Die Versuche wurden sowohl in Schnittrichtung (stechend), als auch aus seitlicher Sicht „beobachtet“. Bei der Betrachtung in Schnittrichtung (Anordnung wie in Abbildung 7.1 gezeigt)

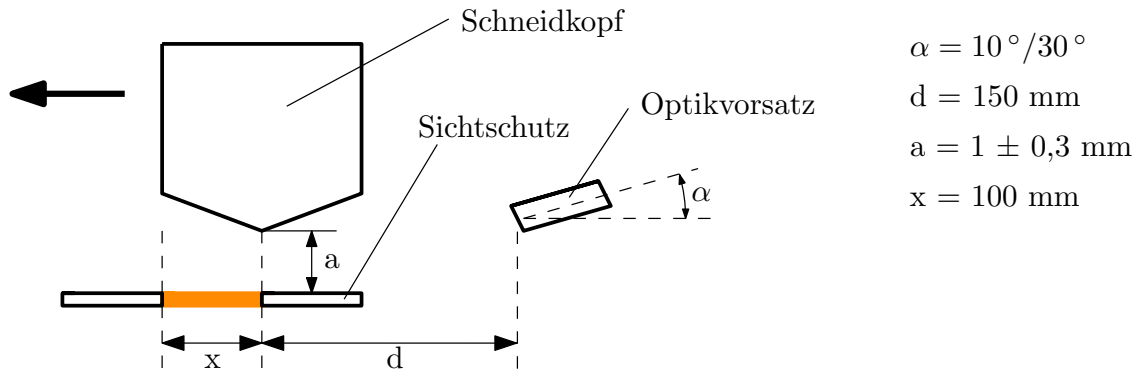


Abbildung 7.1: Versuchsanordnung

wurde zusätzlich auch der polare Beobachtungswinkel α verändert (von etwa 10° auf etwa 30°).

Eine Problematik, die sich bei der Betrachtung in Schnittrichtung ergibt, ist die freie Sicht auf den Funkenflug unterhalb des Bleches. Da dies die Messung verfälschen würde, wurde vor dem eigentlichen Schnittblech ein zusätzliches Blech als Sichtschutz angebracht, in das der Laser zuerst „einstechen“ muss, damit im Anschluss ein sauberer Schnitt durch das Versuchsblech gelingt.

Neben dem Beobachtungswinkel wurde auch die Position des Messverstärkers verändert (Positionierung direkt neben dem Prozess und außerhalb der Schneidezelle), um den Einfluss eventueller Störsignale beurteilen zu können.

7.2 Signalanalyse

Die Analyse der erfassten Messdaten erfolgt mit der dafür entwickelten „Toolbox“, wobei hier stellvertretend ein besonders charakteristisches Messsignal aus der beschriebenen Versuchsreihe herangezogen werden soll.

Die Schnitte im Rahmen der Versuche wurden alle auf dem selben Blech durchgeführt, das immer um einige mm verschoben wurde, damit sich der nachfolgende Schnitt nicht mit dem vorherigen überlappt. Bei dem hier betrachteten Signal war dieser Versatz nicht groß genug - das Schnittende überlappt sich mit dem vorherigen Schnitt, was schon im Zeitsignal zu erkennen ist (Abbildung 7.2, C).

Zu Beginn des Schnittes ist außerdem deutlich der beschriebene Einstich in das Blech (Abbildung 7.2, A) - das zu Sichtschutzzwecken vor das eigentliche, zu schneidende Blech gelegt wurde - zu sehen.

Zunächst sollen Mittelwert und Standardabweichung errechnet und dargestellt werden, wobei für die Fensterlänge 512 und für die Schrittweite 1000 gewählt wurde (siehe Abbildung 7.3).

Die Mittelwertbildung kommt einer Glättung des Signals gleich, wobei die Filterlänge der Fensterlänge entspricht. Die gleitende Standardabweichung bietet ein erstes Maß für die

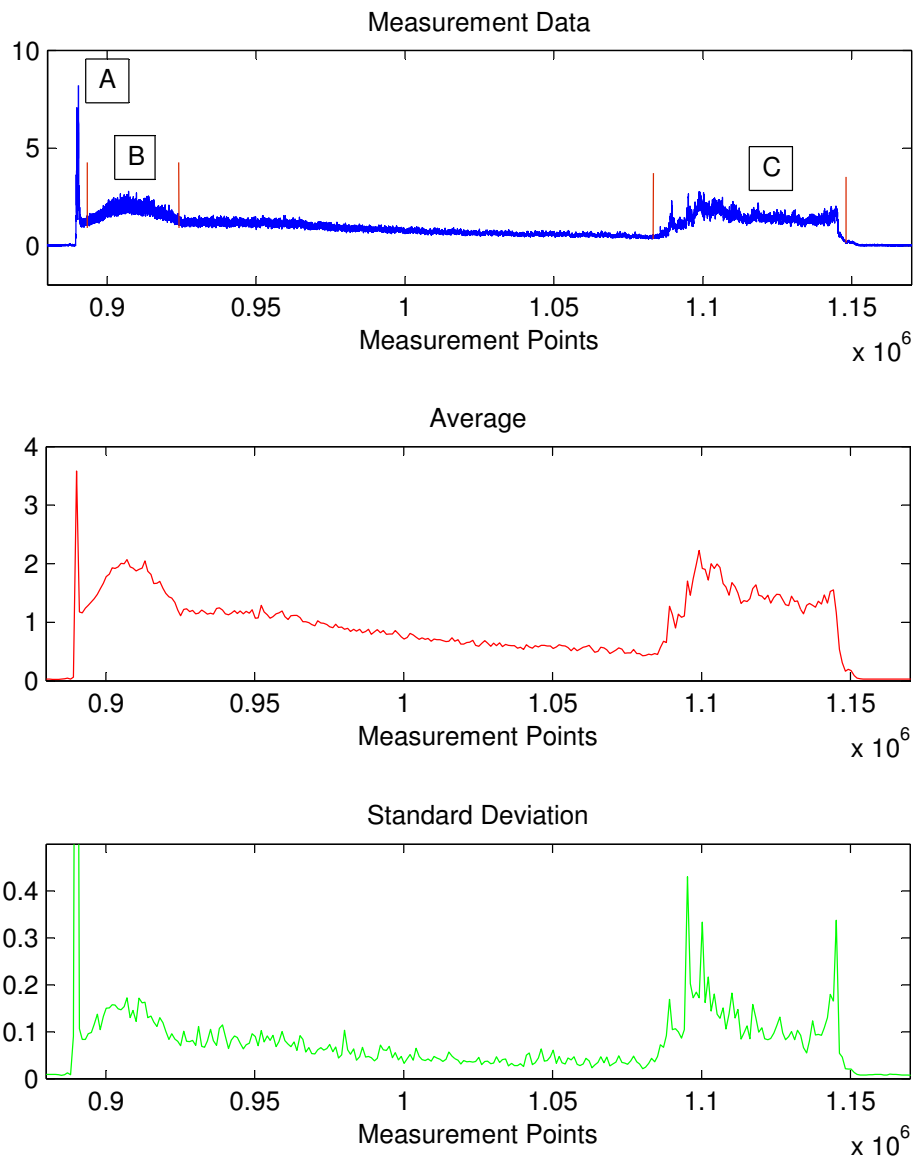


Abbildung 7.2: Zeitsignal, Mittelwert und Standardabweichung

Dynamik des Signals, die aber mit dem in Kapitel 6 beschriebenen Algorithmus gesondert analysiert werden soll.

Zur Untersuchung des Rauschverhaltens wird die Signaldynamik-Funktion der Analysesoftware verwendet - das Resultat ist in Abbildung 7.3 zu sehen.

Im Bereich des „Einstichs“ schlägt naturgemäß auch die Signaldynamik aus. Weiters ist zu erkennen, dass die Dynamik zu Beginn (Abbildung 7.2, B) - also in der Nähe des Sensors - weit höher ist im Vergleich zum weiteren Signalverlauf. Die Ursache für diesen Effekt ist vermutlich (zumindest teilweise) auf das vorgelagerte Sichtschutzblech zurückzuführen, durch das zunächst einige mm geschnitten wird.

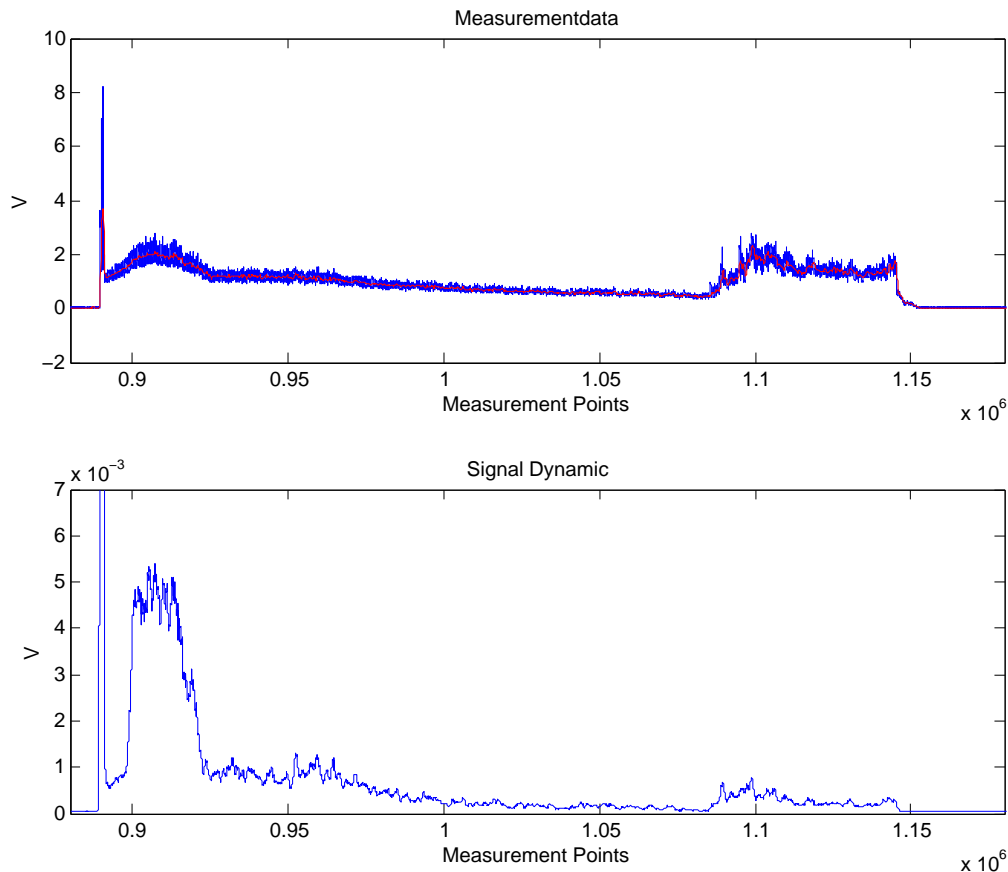


Abbildung 7.3: Zeitsignal (Blau) und gefiltertes Zeitsignal (Rot) sowie Signaldynamik des Zeitsignals

Im Überlappungsbereich weist die Dynamik ebenfalls größere Werte auf, wird aber nicht mehr so hoch wie zu Signalbeginn. Die höhere Signaldynamik ist mit einem stärkeren Anteil an höheren Frequenzen verbunden, was die Frequenzanalyse des Signals zeigt.

Zuletzt soll nun das Signal noch im Frequenzbereich betrachtet werden. Dafür wird die „Windowed-FFT“ Funktion aus der Analysesoftware mit den Parametern (`stepsize = 256`, `window size = 512`) verwendet (siehe Abbildung 7.4).

Hier fällt zunächst das Frequenzverhalten des Signals im Bereich des Einstichs auf. Der kurze, hohe Impuls kommt einem Dirac-Stoß gleich, dessen Spektrum alle Frequenzen (zu gleichen Teilen) enthält. Ganz so extrem stellt sich der Einstich in dieser Frequenzanalyse nicht dar - der Anteil an höheren Frequenzen im Vergleich zum restlichen Signal ist aber deutlich zu erkennen.

Eine charakteristische Prozessfrequenz scheint bei ca. 2,5 kHz zu liegen - erkennbar an der durchgehenden, horizontalen Linie. Dieser Frequenzanteil ist zwar zu unterschiedlichen Zeitpunkten unterschiedlich stark ausgeprägt, aber durchgehend vorhanden.

Weiters zeigt sich, dass zu Beginn die höheren Frequenzanteile deutlich stärker ausgeprägt sind, aber relativ rasch wieder verschwinden was möglicherweise auf das verwendete

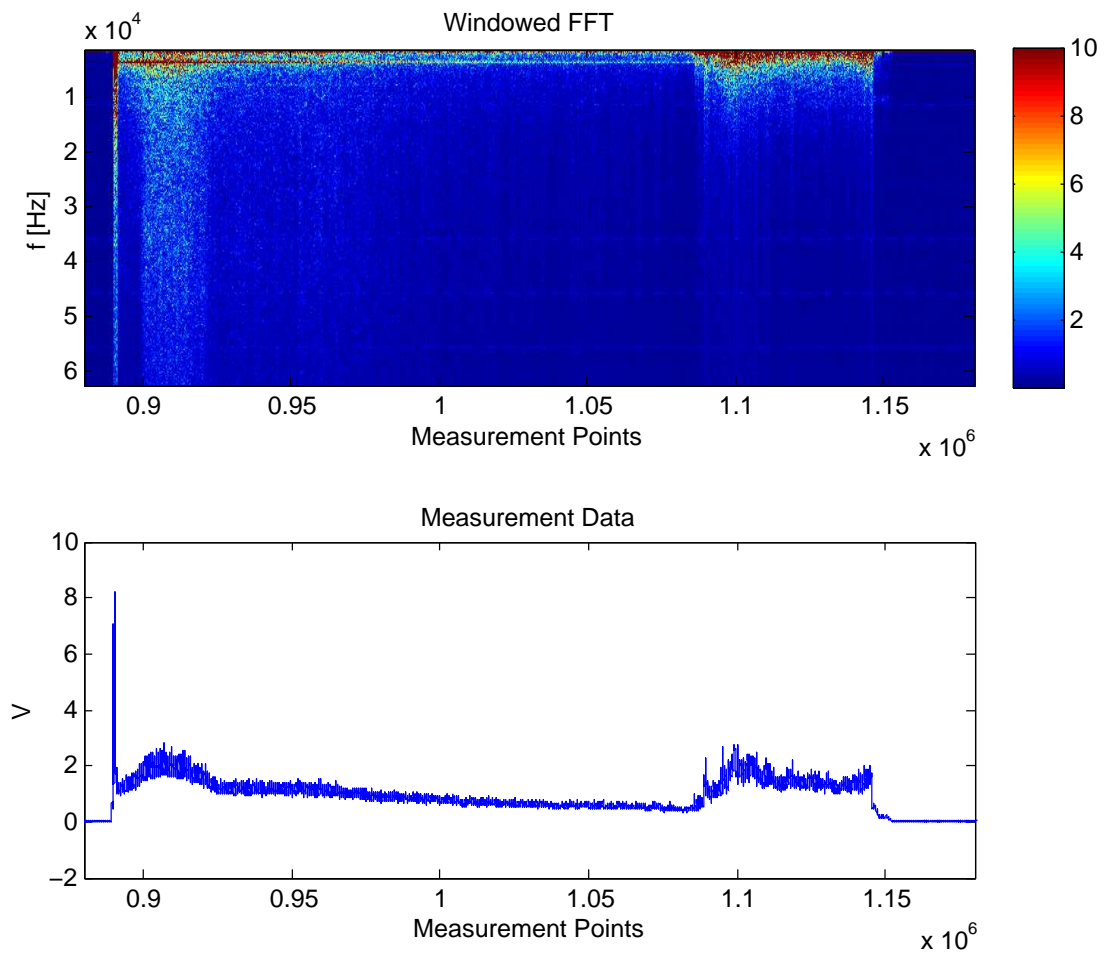


Abbildung 7.4: gefensterte FFT

Sichtschutzblech zurückzuführen ist.

Interessant ist auch das Frequenzverhalten im Bereich der Überlappung der zwei Schnitte. Neben dem erhöhten Gleichanteil fällt außerdem auch der Zuwachs der höheren Frequenzanteile auf.

7.3 Ergebnis

Im Folgenden wird die Erkenntnis aus den oben beschriebenen Versuchen kurz zusammengefasst.

Bei der seitlichen Betrachtung sind sowohl reflektierte Laserstrahlung als auch thermische Abstrahlung zu gering, um - auch bei höchstem Verstärkungsfaktor - gemessen werden zu können. Eine Betrachtung in Schneidrichtung hat sich als am sinnvollsten erwiesen und liefert, je nach Polarwinkel α , stärkere bzw. schwächere Signale. Bei größerem Betrachtungs-

tungswinkel (steiler) nimmt die Signalintensität ab - der Verstärkungsfaktor muss somit erhöht werden, um verwertbare Signale zu erhalten.

Aus Sicht der Störsicherheit ist bei der Positionierung des Verstärkers zwischen außerhalb und innerhalb der Laserzelle kein merkbarer Unterschied zu erkennen. Leichte Störeinflüsse der Anlage sind in beiden Fällen vorhanden, beeinträchtigen die Signalanalyse aber nur geringfügig bzw. lassen sich durch zusätzliche Filter- und Schirmmaßnahmen oder digitale Nachbearbeitung weiter reduzieren.

Kapitel 8

Abschlussbetrachtung

Rückblickend betrachtet war der modulare Aufbau des Messsystems der richtige Weg - es ist in seiner Verwendung ausreichend flexibel und robust. Erste Versuchsmessungen haben gezeigt, dass brauchbare Messwerte geliefert werden, die sich mit der entwickelten „Toolbox“ gut analysieren lassen. Messverstärker, Datenerfassung und Analysesoftware werden allen am Beginn dieser Arbeit gestellten Anforderungen gerecht.

Die Messelektronik ist sehr universell gehalten - obwohl alle Anforderungen erfüllt werden ist dennoch genügend Raum für Optimierungen. Durch eine Anpassung der Messbandbreite an den Prozess könnte zum Beispiel das Rauschverhalten verbessert werden.

Das System wurde aber bewusst flexibel gehalten, um alle im Prozess auftretenden Phänomene erfassen zu können. Das erlaubt den Einsatz der Messelektronik für Prozesse mit sehr unterschiedlichen Eigenschaften.

Die Wahl des cDAQ Moduls von National Instruments als Messwerterfassungssystem hat sich aufgrund seiner Flexibilität sehr bewährt. Es deckt einerseits alle Anforderungen, die im Rahmen des POLREM-Projektes entstanden sind, ab und kann andererseits nahezu beliebig erweitert werden. Das zusätzliche Verarbeiten von digitalen Eingängen ist damit ebenso möglich wie das Einlesen weiterer analoger Kanäle. Damit lässt sich das System auch für Messaufgaben außerhalb des POLREM Projektes umrüsten und einsetzen.

Die Trennung von Datenaufzeichnungssoftware und Analysesoftware eignet sich sehr gut für Anwendungen im R&D Bereich. Algorithmen, die für die Datenanalyse entwickelt werden können dabei laufend angepasst und verbessert werden ohne dass dabei in die Software zur Datenerfassung eingegriffen werden muss.

Die in der Analysesoftware implementierten Funktionen eignen sich bestens für die Betrachtung und eine erste Analyse der aufgezeichneten Signale. Im weiteren Verlauf des POLREM Projektes kann diese dann um entsprechende Algorithmen erweitert werden, die sich aus der Auswertung durchgeführter Messversuche ergeben .

Neben der im POLREM Projekt durchzuführenden Messungen hat das System auch bereits Anwendung in anderen Bereichen gefunden. Ein Beispiel für ein solches Einsatzgebiet ist

das „Additive Manufacturing“. Dabei wird im Rahmen einer Kooperation von plasmo mit der Firma EOS [24] das System zur Qualitätsüberwachung von 3D Printing Prozessen eingesetzt. Da auch diese Verfahren mit einer sehr hohen Prozessdynamik verbunden und aus Sicht der Qualitätsüberwachung nicht alle Prozesseigenschaften genau bekannt sind, ist dafür das modular aufgebaute Messsystem sehr gut geeignet.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass mit der vorliegenden Arbeit ein sehr universell einsetzbares Messsystem entstanden ist, dessen Anwendungsgebiet weit über die Qualitätsbeurteilung von reinen Laserschneidprozessen hinausgeht.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Neigungswinkel der Schnittfront	1
1.2	Emissionskoeffizienten von Stahl für s- und p-polarisierte Strahlung für unterschiedliche Wellenlängen (a) und deren Quotient (b)	5
1.3	Schematische Darstellung der Detektion der thermischen Emission aus dem Spalt	6
2.1	innerer photoelektrischer Effekt	10
2.2	Funktionsprinzip von Photodioden	12
2.3	Verstärkungsbandbreite von Operationsverstärkern	15
2.4	OPV Grundsaltungen: invertierender Verstärker (a) und nicht-invertierender Verstärker (b)	16
2.5	OPV als Transimpedanzverstärker	17
2.6	Verstärkung (a) und Dämpfungsfaktor (b) des TIA's	21
2.7	Prinzip der Digitalisierung	21
2.8	Spektrum eines abgetasteten Signals	22
2.9	Spektren periodischer und aperiodischer Signale für den zeit-kontinuierlichen und zeit-diskreten Fall	27
2.10	Netzwerk zur Realisierung digitaler Filter	28
3.1	Messkette eines digitalen Messsystems	30
3.2	Blockschaltbild des gesamten Messsystems	33
4.1	Messverstärker als Funktionsblock	35
4.2	Prinzipskizze des Messverstärkers	41
4.3	Blockschaltbild der Verstärkerschaltung	42
4.4	Schaltplan des Messverstärkers	45
4.5	Simulation des Amplitudenganges des TIA's	49
4.6	Simulation des Amplitudenganges des Nachverstärkers	53
4.7	Aufteilung der Baugruppen auf die Leiterplatte	59
4.8	Foto der fertigen Leiterplatte	60
4.9	Foto des fertig aufgebauten Messverstärkers	61
5.1	Messwerterfassung als Funktionsblock	62
5.2	Foto des cDAQ-Systems von National Instruments	65
5.3	Screenshot der Software zur Messwerterfassung	67

6.1	Analysesoftware als Funktionsblock	68
6.2	Screenshot des Toolbox Menüs	70
6.3	Originalsignal (blau) und gefiltertes Signal (rot)	70
6.4	Filter mit Vergessensfaktor	71
6.5	Signaldynamik des Zeitsignals	72
6.6	Prinzip der gefensterten FFT	72
6.7	Falschfarbendarstellung der gefensterten FFT	73
6.8	Mittelwert und Standardabweichung des Zeitsignals	75
7.1	Versuchsanordnung	77
7.2	Zeitsignal, Mittelwert und Standardabweichung	78
7.3	Zeitsignal (Blau) und gefiltertes Zeitsignal (Rot) sowie Signaldynamik des Zeitsignals	79
7.4	gefensterte FFT	80

Tabellenverzeichnis

1.1	Auflösung für unterschiedliche Abtastraten	6
2.1	Kenngößen von Photowiderständen	11
2.2	Kenngößen von Phototransistoren	12
2.3	Kenngößen von Photodioden	13
2.4	Eigenschaften idealer und realer Operationsverstärker	14
2.5	Charakteristische Parameter von ADC's	26
3.1	Lichtstärken für unterschiedliche Beleuchtungssituationen	32
3.2	Eigenschaften des Messsystems	33
4.1	Messbereiche und Bandbreite	36
4.2	Zusammenfassung der Anforderungen	37
4.3	Vergleich unterschiedlicher Photodioden	39
4.4	OPA 132 Eigenschaften	47
4.5	Diode und Widerstand für die Referenzspannungserzeugung	50
4.6	Verstärkung und Bandbreite des Nachverstärkers	52
4.7	Vergleich Reed-Relais mit CMOS Schalter	53
4.8	Aufstellung der zu versorgenden Baugruppen	54
4.9	Bauelemente für Spannungsversorgung	55
4.10	Bauelement für Überspannungsschutz	55
4.11	Bauelement für Eingangsfiler	56
4.12	Bauelemente für LC-Filter	56
4.13	Ferrite und Blockkondensatoren	57
4.14	verwendete PCB Technologie	58
5.1	Vergleich unterschiedlicher Lösungen zur Messwerterfassung	64
5.2	analoges Eingangsmodul NI9222 Eigenschaften	66
5.3	digitales Eingangsmodul NI9421 Eigenschaften	66

Literaturverzeichnis

- [1] Schwab, A.J. and Kürner, W.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Springer, 2011
- [2] Tietze, U. and Schenk, C.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Springer Verlag ,2010
- [3] Beuth, K.: *Bauelemente*,Vogel ,2001
- [4] Doblinger, G.: *Zeitdiskrete Signale und Systeme - Eine Einführung in die grundlegenden Methoden der digitalen Signalverarbeitung*, J.Schlembach Fachverlag ,2007
- [5] Beuth, K.: *Elektronik 4. Digitaltechnik*, Vogel, 2001
- [6] Reider, G. A.: *Photonik eine Einführung in die Grundlagen*, Springer, 2005
- [7] Vollmer, M. and Möllmann, K.-P.: *Infrared Thermal Imaging*, WILEY-VCH, 2010
- [8] Beckmann, H. -W. Lampe, K. Milde, H. Rohlfing, H. Scheuermann, M. Tornau, F. and Zantis, F.-P.: *Friedrich Tabellenbuch Elektrotechnik Elektronik*, H. Stam GmbH, 1998
- [9] Magerl, G.: *Messtechnik*, Vorlesungsskript, 2006
- [10] Kugi, A.: *Automatisierung*, Vorlesungsskript, 2010
- [11] Karasu, H.: *Automatisierte Parametrierung von Algorithmen zur Detektion von Schweissfehlern mittels unterschiedlicher Optimierungsstrategien*, Diplomarbeit, 2007
- [12] Weberpals, J. Hermann, T. Berger, P. Singpiel, H.: *Utilisation of Thermal Radiation for Process Monitoring*, Physics Procedia, 2011
- [13] Zaeh, M. F. Moesl, J. Musiol, J Oefele, F.: *Material Processing with Remote Technology - Revolution or Evolution?*, ICALEO Conference Proceedings, 2010
- [14] RECOM Electronic GmbH, Internet,
URL: <http://www.recom-international.com/pdf/Application-Notes-2006-2nd-edition.pdf>, Application-Note, 2013
- [15] OSI Electronics, Internet,
URL: <http://www.osioptoelectronics.com/application-notes/AN-Photodiode-Parameters-Characteristics.pdf>, Application-Note, 2013

- [16] Jim Williams, Internet,
URL: <http://www.linear.com/>, Application-Note, 2013
- [17] National Instruments, Internet,
URL: <http://www.ni.com/>, 2013
- [18] Texas Instruments, Internet,
URL: <http://http://www.ti.com/>, 2013
- [19] plasmo Industrietechnik GmbH, Internet,
URL: <http://www.plasmo.eu>, 2013
- [20] Homepage Mathworks, Internet,
URL: <http://www.mathworks.de>, 2014
- [21] Homepage Python, Internet,
URL: <http://www.python.org/>, 2014
- [22] Homepage Scilab, Internet,
URL: <http://www.scilab.org>, 2014
- [23] Microsoft .Net, Internet,
URL: <http://www.microsoft.com/net>, 2014
- [24] Homepage EOS, Internet,
URL: <http://www.eos.info>, 2014
- [25] Wikipedia, Internet,
URL: [http://de.wikipedia.org/wiki/Lux_\(Einheit\)](http://de.wikipedia.org/wiki/Lux_(Einheit)), „Lux“ 2013
- [26] Wikipedia, Internet,
URL: <http://de.wikipedia.org/wiki/BNC-Steckverbinder>, „BNC“ 2014
- [27] refractiveindex.info, Internet,
URL: <http://refractiveindex.info/>, 2014